МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА

В. С. Тихомиров

СИНХРОНИЗАЦИЯ И РАЗВЕРТКА В ТРАНЗИСТОРНОМ ТЕЛЕВИЗОРЕ



МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 704

В. С. ТИХОМИРОВ

СИНХРОНИЗАЦИЯ И РАЗВЕРТКА В ТРАНЗИСТОРНОМ ТЕЛЕВИЗОРЕ



«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1970

6Ф3,3
Т46

УДК 621 397.62

Тихомиров В. С.

Т 46 Синхронизация и развертка в транзисторном телевизоре. М., «Энергия», 1070.
128 с. с илл. (Массовая радиобиблиотека, вып. 704).

Рассмотрены особенности работы развертывающих и синхронизирующих устройств транзисторных телевизоров, дан краткий анализ, приведены основные расчетные соотношения и практические схемы.

Книга предназначена для подготовленных радиолюбителей конструкторов, знакомых с основами телевидения и транзисторной электроники.

3-4-5
342-69

6Ф3.3

ПРЕДИСЛОВИЕ

Большое количество новых типов полупроводниковых приборов, выпущенных за последние годы отечественной промышленностью, создает благоприятные условия для широкого их применения в различных областях радиоэлектроники. Замена радиоламп транзисторами в большинстве случаев позволяет существенно сократить габариты и вес аппаратуры, повысить срок службы и надежность ее работы, а также значительно уменьшить потребление электроэнергии.

Одной из перспективных областей применения транзисторов становится сейчас и область приемной телевизионной техники Однако транзисторные телевизионные схемы имеют свои особенности, обусловленные сочетанием специфики телевизионной техники и свойств самих полупроводниковых приборов. Знание этих особенностей, естественно, предопределяет успешное применение транзисторов в телевизоре.

В настоящей книге изложены особенности транзисторных устройств синхронизации и генераторов развертки телевизора, а также основные вопросы телевизионной техники и транзисторной электроники, имеющие непосредственное отношение к главной теме книги.

Описания физических процессов в функциональных элементах принципиальных схем сопровождены упрощенными расчетными соотношениями, позволяющими характеризовать рассматриваемые явления, не только качественно, но и количественно

При подборе материала автор не стремился к описанию большого многообразия существующих схемных решений, а старался описать лишь наиболее типичные и установившиеся, что, по мнению автора, наиболее полно отвечает основному назначению книги — оказать читателю конкретную помощь в его практической работе.

Глава первая

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ В НИЗКОЧАСТОТНЫХ И ИМПУЛЬСНЫХ КАСКАДАХ

ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ

Транзисторы выгодно отличаются от электронных ламп следующими основными положительными свойствами: малой потребляемой мощностью и более высоким к. п. д., значительно большим сроком службы, малыми габаритами и весом, значительно большей механической прочностью.

Наряду с положительными качествами транзисторам присущи также и весьма существенные недостатки, которые необходимо учитывать при конструировании аппаратуры, чтобы можно было принять меры к уменьшению их влияния.

Основные недостатки транзисторов по сравнению с электронными лампами: значительный разброс параметров у однотипных транзисторов, значительная зависимость этих параметров от температуры, существенное изменение параметров в течение срока службы транзисторов, относительно малый коэффициент усиления по мощности, более ограниченный диапазон рабочих температур.

Все эти недостатки в большой степени являются следствием несовершенства технологических процессов при изготовлении транзисторов и будут все менее ощутимы по мере развития техники. Однако устранить эти недостатки полностью принципиально невозможно, так как они обусловлены физическими свойствами полупроводниковых материалов и сопутствуют тем принципам, на которых основана работа транзисторов.

Разброс параметров транзисторов затрудняет взаимозаменяемость радиоэлементов в транзисторной аппаратуре, а специальные меры по обеспечению взаимозаменяемости неизбежно приводят к существенным схемным усложнениям.

Температурная нестабильность параметров транзисторов вызывает нестабильность параметров всего транзисторного устройства.

Для большинства транзисторных схем наиболее существенными являются изменения статического коэффициента усиления по току и статического входного сопротивления транзистора, а также температурные изменения обратных токов коллекторного и эмиттерного перехода.

При колебаниях температуры транзистора от +20 до +70° С статический коэффициент усиления по току и статическое входное сопротивление транзистора в схеме с общим эмиттером изменяются обычно не более, чем на 20—30%. В тех же условиях обратные токи переходов транзистора изменяются в десятки раз, вызывая очень большую нестабильность режима транзистора, так как даже сравнительно малые изменения обратного тока коллектора способны вызывать большие изменения рабочего тока.

Изменение режима транзистора по постоянному току приводит к более существенному изменению параметров транзистора, чем непосредственное влияние температуры на параметры. Поэтому в транзисторных каскадах в первую очередь приходится заботиться о стабильности режима.

Из-за сложных физико-химических процессов на поверхности и в объеме полупроводниковых кристаллов параметры транзисторов изменяются в течение их срока службы. Особенно интенсивный дрейф параметров наблюдается в начальной стадии срока службы. Для большинства транзисторов характерна следующая закономерность: в течение первых нескольких сотен часов работы обратные токи переходов увеличиваются, а затем начинают медленно уменьшаться. Статические коэффициенты усиления по току и входное сопротивление транзистора тоже сначала довольно быстро возрастают, а затем очень медленно уменьшаются.

У транзисторов хорошего качества в течение всего срока службы, определяемого десятками тысяч часов работы, обратные токи переходов изменяются обычно не более, чем в 1,5—2 раза. Примерно в таких же пределах могут изменяться статический коэффициент усиления по току и статическое входное сопротивление транзистора.

Следовательно, при разработке транзисторных схем, рассчитываемых на большой срок службы и высокую надежность, кроме температурных изменений параметров транзистора необходимо также учитывать и возможные изменения этих параметров с течением времени.

Значительно меньший, чем у электронных ламп, коэффициент усиления по мощности обусловливается сравнительно низким входным сопротивлением транзистора, так как управление выходным током здесь осуществляется инжекцией носителей, т. е. для управления требуется значительный входной ток. Особенно ощутимо это обстоятельство проявляется в низкочастотных и импульсных каскадах, когда хорошее согласование низкого входного и довольно высокого выходного сопротивлений соседних транзисторных каскадов сопряжено с необходимостью применения согласующих трансформаторов.

Ограниченный диапазон рабочих температур транзисторов является следствием проявления принципиального свойства полупроводниковых материалов — изменения степени преимущественного типа проводимости при изменении температуры. В области низких температур полупроводниковый материал, теряя свойства примесного полупроводника, приобретает свойства диэлектрика. В области высоких температур возрастает собственная проводимость полупроводника, и полупроводниковый материал приобретает свойства проводника электрического тока. В обоих случаях перестают существовать электронно-дырочные переходы, т. е. материал теряет свойства полупроводника.

Нижний предел диапазона рабочих температур для большинства транзисторов соответствует уровню —40 ÷ —60° С. Верхний предел располагается примерно на уровне +70 ÷ +150° С. Следует отметить, что кремниевые транзисторы допускают значительно более высокие температуры переходов, чем германиевые. Кроме того, абсолютные значения обратных токов у кремниевых транзисторов малы по сравнению с германиевыми. Поэтому кремниевые транзисторы

предпочтительно применять в условиях больших колебаний окружающей температуры, а также при наличии больших мощностей, рассеиваемых на транзисторе.

РАБОТА ТРАНЗИСТОРА В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ

Многие каскады в схемах синхронизации и разверток телевизора относятся к разряду устройств, работающих в импульсном (ключевом) режиме. При построении импульсных схем необходимо учитывать специфические особенности работы транзисторного ключа. Рассмотрим в общих чертах эти особенности.

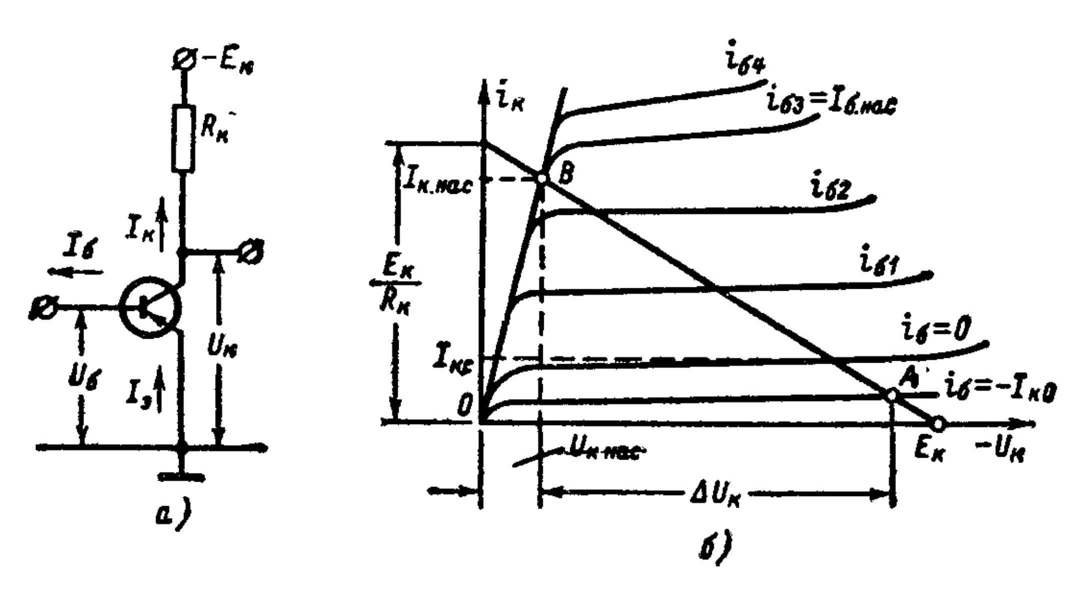


Рис. 1. Схема транзисторного ключа (*а*) и его выходная динамическая характеристика (*б*).

На рис. 1 изображена наиболее распространенная в импульсных устройствах схема с общим эмиттером. В приведенной схеме использован транзистор проводимости типа *p-n-p*, но все рассуждения в равной степени справедливы и для транзисторов проводимости типа *n-p-n*, если учесть изменения направления токов и полярностей напряжений.

Работу схемы удобно рассмотреть, пользуясь семейством выходных статических характеристик транзистора, изображенных рядом со схемой на рис. 1. На семействе характеристик построена динамическая линия нагрузки — нагрузочная прямая (линия *AB*), соответствующая заданному напряжению источника питания $E_К$ и сопротивлению нагрузки в цепи коллектора $R_К$. Как известно, нагрузочная прямая проходит через точку $E_К$ на оси напряжений и точку $E_К/R_К$ на оси токов.

Нагрузочная прямая, проведенная на семействе статических характеристик транзистора, является выходной динамической характеристикой каскада, выражающей связь между током коллектора и напряжением на коллекторе при различных неизменных значениях тока базы. Отрезок *AB* линии нагрузки представляет собой рабочий участок выходной динамической характеристики.

Для полного использования ключевых свойств транзистора необходимо, чтобы рабочая точка в процессе работы каскада занимала поочередно крайние положения *A* и *B*. Для этого управляющий сигнал, подводимый к базе, должен быстро переводить транзистор из режима запирания (точка *A*) в режим полного отпирания (точка *B*). В этом случае импульсное напряжение на выходе каскада будет иметь наибольшую величину и наилучшую стабильность, а на коллекторе транзистора будет рассеиваться наименьшая мощность.

Соответственно в зависимости от величины и направления базового тока транзистор может находиться в одном из трех режимов работы, принципиально отличающихся по своему характеру: в режиме отсечки (точка *A*), в активном режиме (участок между точками *A* и *B*) и в режиме насыщения (точка *B*). Остановимся на этом более подробно.

Для того чтобы полностью запереть транзистор и перевести его в режим отсечки, еще недостаточно уменьшить входной ток до нуля, так как при токе базы, равном нулю, в цепи коллектора течет сквозной ток, определяемый из соотношения:

$$I_{К.С} = \beta I_{К0}, \tag{1}$$

где β — коэффициент усиления по току — важнейший параметр транзистора, характеризующий его усилительные свойства; $I_{К0}$ — обратный ток коллектора, протекающий через обратно смещенный диод коллекторно-базового перехода.

Величина обратного тока коллектора различна у разных транзисторов одного и того же типа. Она слабо зависит от напряжения между коллектором и базой, но очень сильно изменяется при изменении температуры, увеличиваясь примерно в 2 раза при повышении температуры на каждые 10° С.

Сквозной ток $I_{К.С}$ может иметь значительную величину, сравнимую с током коллектора открытого транзистора. Например, в большинстве случаев у германиевых транзисторов малой мощности при температуре +70° С ток $I_{К0}$ достигает 30 ÷ 50 *мка*. Следовательно, при $\beta = 40$ сквозной ток будет около 2 *ма*.

Чтобы запереть транзистор, необходимо через цепь базы пропустить ток обратного направления по отношению к указанному стрелкой на схеме, т. е. к базе относительно эмиттера требуется приложить небольшой положительный потенциал. Абсолютная величина запирающего тока должна быть несколько больше максимально возможного значения обратного тока коллектора.

При работе транзистора в активном режиме направление базового тока совпадает с направлением, указанным стрелкой на схеме, что соответствует отрицательному напряжению на базе.

В зависимости от величины базового тока $i_б$ ток коллектора изменяется по закону, описываемому уравнением

$$i_К = \beta (i_б + I_{К0}) + I_{К0}, \tag{2}$$

и практически не зависит от напряжения на коллекторе. Поскольку ток $I_{К0}$ мал по сравнению с током $\beta i_б$, то можно пользоваться приближенным выражением

$$i_К \approx \beta (i_б + I_{К0}). \tag{2а}$$

Режим насыщения наступает тогда, когда при увеличении тока базы рабочая точка переходит на линию критического режима (прямая, проходящая через начало координат и точку *B*). Дальнейшее увеличение базового тока не вызывает уже заметного увеличения тока коллектора. Напряжение насыщения $U_{К.нас}$ на коллекторе на-

сыщенного транзистора очень мало (порядка нескольких десятых долей вольта) и тоже почти не зависит от режима во входной цепи.

Ток коллектора в режиме насыщения равен:

$$I_{к.нас} = \frac{E_к - U_{к.нас}}{R_к} \approx \frac{E_к}{R_к}. \quad (3)$$

Минимальную величину базового тока $I_{б\,нас}$, при которой транзистор входит из области активного режима в режим насыщения, можно определить по выходной динамической характеристике транзистора или из соотношения

$$I_{б.нас} = \frac{I_{к.нас}}{\beta} - I_{к0}. \quad (4)$$

Режиму насыщения соответствует любое из значений базового тока, удовлетворяющих условию $i_б \geqslant I_{б.нас}$. Чем больше ток базы, тем глубже насыщение. Степень насыщения характеризуется коэффициентом насыщения

$$S_{нас} = \frac{I_б}{I_{б.нас}}, \quad (5)$$

показывающим, во сколько раз ток базы превышает минимальную величину этого тока, необходимую для перехода транзистора в режим насыщения.

Из-за большого разброса параметра β у однотипных транзисторов и изменения этого параметра при колебаниях температуры обычно вводят запас по насыщению, который полезен также и с точки зрения изменений параметра β от времени. Большая величина коэффициента насыщения ($S_{нас} \gg 1$) способствует повышению стабильности выходных параметров импульсного каскада, но при этом уменьшается его быстродействие, что объясняется увеличением времени перехода транзистора из режима насыщения в режим отсечки. Поэтому требуемую степень насыщения не следует превышать без надобности. Обычно выбирают $S_{нас}=3\div10$.

Рассмотрим особенности управления транзистором, работающим в импульсном режиме. Для перевода транзистора из режима отсечки в режим насыщения и обратно требуются перепады входного напряжения порядка 0,1—0,3 *в* для германиевых и 0,4—1,2 *в* для кремниевых транзисторов. На первый взгляд столь высокая чувствительность транзисторов может показаться их значительным преимуществом. Однако это преимущество трудно реализовать на практике из-за малого входного сопротивления открытого транзистора. Поэтому для обеспечения режима насыщения в первую очередь следует заботиться о том, чтобы источник импульсного сигнала, действующего на входе транзистора, давал достаточно большой ток возбуждения.

В режиме отсечки входное сопротивление каскада велико по сравнению с режимом насыщения, и надежное запирание транзистора не вызывает затруднений. Запирающее напряжение, действующее между базой и эмиттером, может быть небольшим, однако для ускорения процесса перехода от режима насыщения к режиму отсечки его выгодно выбирать значительным, но не превышающим допустимого значения обратного напряжения между базой и эмиттером.

Следует заметить, что транзистор, работающий в импульсном режиме с заходом в области насыщения и отсечки, допускает значительное повышение рабочего тока по сравнению с током, допустимым в линейном усилительном каскаде. Это объясняется тем, что мощность, выделяемая в закрытом транзисторе, ничтожно мала из-за малой величины обратного тока коллектора. Мощность, рассеиваемая на коллекторе насыщенного транзистора, тоже очень мала даже при значительной величине коллекторного тока, так как напряжение насыщения составляет обычно доли вольта.

Наибольшая мгновенная мощность рассеивается на коллекторе в момент переключения, т. е. во время перехода транзистора из режима отсечки в режим насыщения и обратно. Однако вследствие того, что в активной области транзистор находится очень малое время, величина средней за период мощности получается тоже малой.

РАБОТА ТРАНЗИСТОРА В ЛИНЕЙНОМ РЕЖИМЕ

Линейный режим работы транзисторного каскада характеризуется тем, что рабочая область динамической линии нагрузки располагается всегда на участке активного режима, т. е. без захода в области насыщения и отсечки.

Нелинейные свойства транзисторов в области активного режима определяются двумя факторами. Во-первых, из-за нелинейной зависимости входного тока от входного напряжения входное сопротивление транзистора на разных участках входной статической характеристики не одинаково. Во-вторых, из-за нелинейной зависимости тока коллектора от тока базы коэффициент усиления по току на различных участках выходной статической характеристики тоже не одинаков.

Результирующее действие этих нелинейных зависимостей обусловливает нелинейность проходной амплитудной характеристики, которая зависит от свойств самого транзистора, а также от способа подачи входного сигнала и динамического режима работы выходной цепи.

Следует заметить, что, если амплитуда сигнала, подаваемого на вход каскада, мала, нелинейные свойства транзистора проявляются слабо, так как используется очень малый участок статических характеристик. При увеличении амплитуды сигнала используется более широкая область характеристик, в пределах которых изменения усилительных свойств транзистора выражаются более сильно, что приводит к искажениям формы выходного сигнала.

Наибольшую нелинейность проходной амплитудной характеристики имеет каскад с общим эмиттером. Рассмотрим свойства этой наиболее распространенной схемы включения транзистора.

Из рис. 2, *б* видно, что при равномерном увеличении тока базы ток коллектора увеличивается сначала быстро, а затем все медленнее, т. е. коэффициент усиления по току сильно зависит от тока коллектора, причем эта зависимость такова, что по мере увеличения тока коллектора коэффициент усиления по току заметно уменьшается. Особенно интенсивное уменьшение коэффициента усиления по току наблюдается вблизи точки *В*, т. е. в непосредственной близости к границе между областью активного режима и областью режима насыщения.

Используемая для работы в режиме линейного усиления область динамической линии нагрузки, располагающаяся на участке между

точками A и B, называется раствором выходной динамической характеристики, который характеризует максимальную полезную мощность переменного тока, выделяемую в нагрузке при данной величине нагрузочного сопротивления. Чем шире раствор выходной динамической характеристики, тем большую полезную мощность может при прочих равных условиях отдать транзисторный каскад в нагрузку.

Раствор выходной динамической характеристики измеряется произведением наибольшего возможного изменения коллекторного

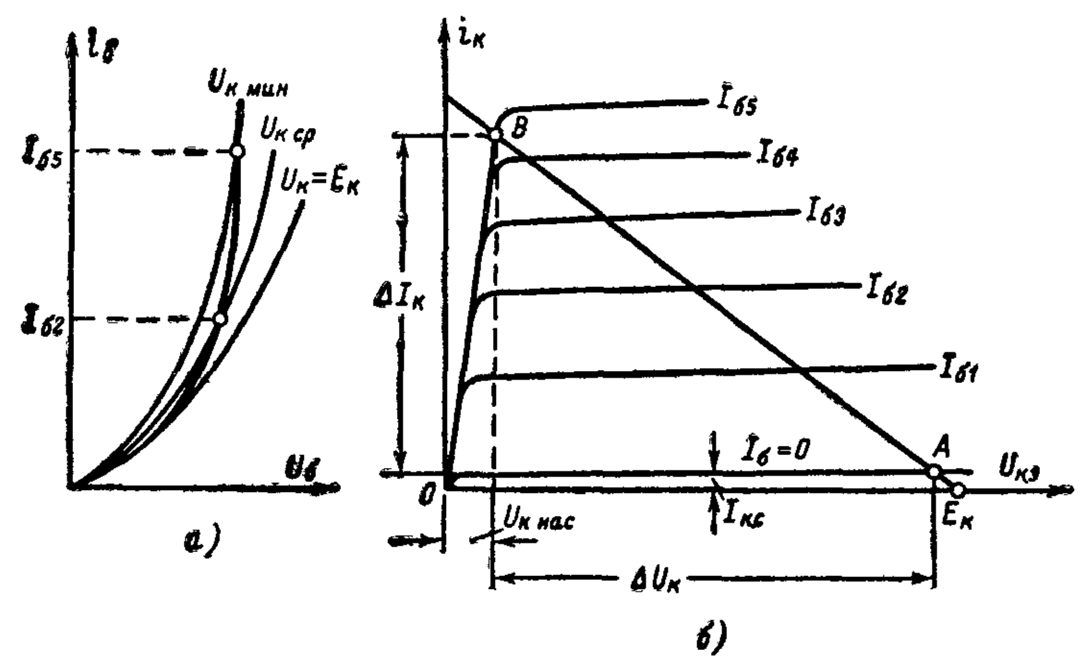


Рис. 2. Динамические характеристики транзисторного усилительного каскада.

а — входная; *б* — выходная.

тока $\Delta I_к$ на наибольшее возможное изменение коллекторного напряжения $\Delta U_к$, т. е. величиной

$$N = \Delta U_к \, \Delta I_к \approx \frac{E_к^2}{R_н},$$

где

$$\Delta U_к = E_к - R_н \, I_{к \cdot с} - U_{к.нас} \approx E_к;$$

$$\Delta I_к = \frac{E_к}{R_н} - \frac{U_{к.нас}}{R_н} - I_{к \cdot с} \approx \frac{E_к}{R_н}.$$

Из последних выражений вытекает, что раствор выходной динамической характеристики зависит в основном от напряжения источника питания $E_к$ и сопротивления нагрузки $R_н$. Увеличить раствор можно либо увеличением напряжения источника питания, либо уменьшением сопротивления нагрузки.

Возможность увеличения напряжения источника питания ограничивается величиной допустимого напряжения на коллекторе $U_{к.доп}$ (относительно базы и эмиттера), так как в некоторые моменты времени работы каскада в режиме большого сигнала это напряжение может достигать значений, близких к величине $E_к$. Поэтому необходимо удовлетворять условие $E_к < U_{к\ доп}$, необходимое для безаварийной работы транзистора.

Уменьшение сопротивления нагрузки ограничивается величиной допустимого тока коллектора, так как максимальное значение коллекторного тока увеличивается при уменьшении сопротивления нагрузки. Кроме того, уменьшение сопротивления нагрузки изменяет положение нагрузочной прямой на выходных статических характеристиках так, что нагрузочная прямая располагается круче и глубже заходит в пределы участка, на котором сильнее проявляется нелинейность выходной динамической характеристики.

Динамическая линия нагрузки на входных статических характеристиках транзистора строится с учетом динамического режима выходной цепи, так как при работе в режиме большого сигнала напряжение на коллекторе изменяется в широких пределах.

На рис. 2, *а* приведено семейство входных статических характеристик транзистора, каждая из которых справедлива только для одного некоторого постоянного напряжения на коллекторе. Чтобы построить входную динамическую линию нагрузки, нужно для каждого напряжения на коллекторе, для которого имеется статическая входная характеристика, определить по выходной динамической характеристике соответствующий этому напряжению ток базы. Зная токи базы для каждой из входных статических характеристик, необходимо на этих характеристиках отметить точки, которые соответствуют найденным значениям токов базы. Если теперь соединить эти точки плавной кривой, то получится входная динамическая линия нагрузки.

Вследствие того, что входные статические характеристики транзистора располагаются очень густо, для упрощения расчетов входную динамическую линию нагрузки обычно не строят, а просто принимают одну из статических характеристик, соответствующую небольшому напряжению на коллекторе, за динамическую. Точность расчетов при этом получается вполне удовлетворительной.

Рассматривая ход входной динамической линии нагрузки (рис. 2, *а*), можно заметить, что характер нелинейности во входной цепи транзистора по своему результирующему действию является обратным по сравнению с нелинейностью в выходной цепи. Это выражается в том, что с увеличением напряжения на базе ток базы растет сначала медленно, а затем быстрее. Если бы зависимость тока коллектора от тока базы была абсолютно линейной, то ток коллектора при увеличении тока базы изменялся бы по тому же закону. Однако влияние нелинейности выходных статических характеристик приводит к тому, что при равномерном увеличении тока базы ток коллектора увеличивается сначала довольно быстро, а затем его изменения замедляются.

Нелинейные свойства входной цепи транзистора зависят от режима возбуждения транзисторного каскада, т. е. от соотношения между величинами входного сопротивления транзистора и внутреннего сопротивления источника сигнала. Для более наглядного представления этого свойства транзисторов полезно рассмотреть два предельных случая режима работы входной цепи транзистора.

Первый случай соответствует возбуждению транзисторного каскада источником сигнала, обладающим малым внутренним сопротивлением по сравнению с входным сопротивлением транзистора. Этот случай соответствует режиму, когда на входе транзистора задаю управляющее напряжение, при котором напряжение, приложенное к базе, и э. д. с. источника сигнала почти равны.

Второй предельный случай соответствует возбуждению каскада от источника сигнала, обладающего большим внутренним сопротивлением по сравнению с входным сопротивлением транзистора. В этом случае на входе транзистора задается управляющий ток, который повторяет форму э. д с. источника сигнала, так как абсолютное значение входного сопротивления транзистора может быть настолько малым, что изменение входного сопротивления транзистора почти не скажется на форме входного тока.

Во втором случае нелинейность входной цепи транзистора никак себя не проявляет, а общая нелинейность амплитудной характеристики каскада целиком определяется только нелинейностью выходной цепи транзистора, т. е. зависимостью коэффициента усиления по току от величины тока коллектора.

Реальный транзисторный каскад обычно работает в режиме, занимающем некоторое промежуточное положение между режимами возбуждения от источника тока и источника напряжения. При этом стремятся выбрать такое соотношение между внутренним сопротивлением источника сигнала и сопротивлением нагрузки, чтобы нелинейность выходной динамической характеристики частично компенсировалась нелинейностью входной динамической характеристики. Если эта компенсация происходит в области, охватывающей рабочий участок нагрузочной прямой, то общая нелинейность амплитудной характеристики каскада может быть меньше, чем в случае, когда такой компенсации нет.

Следует заметить, что для большинства отечественных транзисторов с точки зрения получения хорошей линейности амплитудной характеристики выгодно возбуждать входную цепь каскада от источника, внутреннее сопротивление которого примерно равно входному сопротивлению транзистора, т. е. условие получения хорошей линейности почти совпадает с условием полного согласования по мощности источника сигнала и входной цепи транзистора.

ДИНАМИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРНОГО КАСКАДА, РАБОТАЮЩЕГО В ЛИНЕЙНОМ РЕЖИМЕ

При работе транзистора в режиме усиления в его выходную цепь включено сопротивление нагрузки, а во входной цепи действует источник сигнала, обладающий своим внутренним сопротивлением (рис. 3, *а*). В этом случае токи и напряжения на электродах транзистора не остаются постоянными, а непрерывно изменяются. Такое состояние транзистора называют динамическим режимом работы.

Характеристики и параметры транзистора, находящегося в динамическом режиме, отличаются от характеристик и параметров статического режима, так как определяются не только свойствами самого транзистора, но и свойствами элементов электрической схемы.

Усилительный каскад на транзисторе принято характеризовать следующими основными динамическими параметрами: входным сопротивлением $r_{вх}$, выходным сопротивлением $r_{вых}$, коэффициентом усиления по напряжению K_u, коэффициентом усиления по току K_i и коэффициентом усиления по мощности $K_p = K_u K_i$.

Динамические параметры связаны со статическими параметрами и могут быть вычислены по упрощенным формулам, приведенным ниже, если в эти формулы будут подставлены значения статических h-параметров, соответствующих используемому способу включения транзистора.

Входное сопротивление каскада равно:

$$r_{вх} = h_{11} + h_{12} h_{21} R_{н.экв}, \tag{6}$$

где h_{11} — статическое входное сопротивление транзистора;
h_{12} — статический коэффициент обратной связи по напряжению;
h_{21} — статический коэффициент усиления по току ($h_{21} = \beta$ в схеме с общим эмиттером и $h_{21} = \alpha$ в схеме с общей базой);

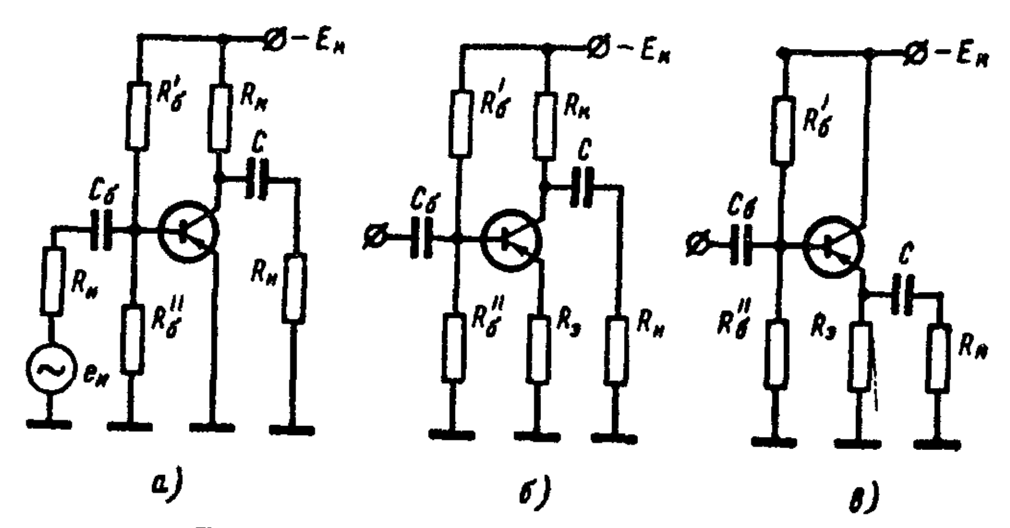


Рис. 3. Схемы усилительных каскадов.

а — с общим эмиттером; *б* — с общим эмиттером и с отрицательной обратной связью по току; *в* — с общим коллектором.

$R_{н.экв}$ — полное эквивалентное сопротивление нагрузки, определяемое по формуле

$$R_{н\,экв} = \frac{R_к R_н}{R_к + R_н}, \tag{7}$$

в которой $R_к$ — сопротивление резистора в цепи коллектора, а $R_н$ — внешнее сопротивление нагрузки в цепи коллектора (например, это может быть входное сопротивление следующего каскада).

Следует заметить, что приведенная формула (6) не учитывает влияния резисторов, включенных в цепь базы и служащих для получения требуемого режима транзистора по постоянному току. В общем случае эти резисторы несколько уменьшают входное сопротивление каскада, так как они оказываются включенными для переменного тока параллельно входному сопротивлению транзистора.

Выходное сопротивление каскада для схемы с общим эмиттером и схемы с общей базой равно:

$$r_{вых} = \frac{R_к}{1 + h_{22} R_к}, \tag{8}$$

где h_{22} — статическая выходная проводимость транзистора.

Коэффициент усиления каскада по напряжению можно вычислить по формуле

$$K_u = \frac{h_{21} R_{н.экв}}{r_{вх}(1 + h_{22} R_{н.экв})}. \tag{9}$$

Коэффициент усиления каскада по току определяется выражением

$$K_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_{н.экв}}. \quad (10)$$

В транзисторных низкочастотных каскадах в подавляющем большинстве случаев сопротивление нагрузки $R_{н.экв}$ бывает настолько малым, что выполняются условия

$$h_{11} \gg h_{12}h_{21}R_{н\ экв} \text{ и } h_{22}R_{н\ экв} \ll 1.$$

Тогда формулы, приведенные выше, можно упростить и пользоваться следующими еще более приближенными формулами:

входное сопротивление каскада

$$r_{вх} = h_{11}; \quad (6а)$$

выходное сопротивление каскада

$$r_{вых} = R_к; \quad (8а)$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{h_{21}}{h_{11}} R_{н\ экв}; \quad (9а)$$

коэффициент усиления по току

$$K_i = h_{21}. \quad (10а)$$

Пользование приближенными формулами (6а), (8а), (9а) и (10а) вполне оправдано, так как эти формулы обычно дают ошибку в расчетах, не превышающую 10% от действительной величины определяемого динамического параметра, что в большинстве практических случаев вполне допустимо

Каскад, выполненный по схеме с общим коллектором, — эмиттерный повторитель (рис. 3, *в*) принято рассчитывать, пользуясь статическими параметрами схемы с общим эмиттером. Для расчета динамических параметров эмиттерного повторителя справедливы следующие приближенные формулы

Входное сопротивление эмиттерного повторителя

$$r_{вх} = \beta R_{н\ экв}, \quad (11)$$

где $R_{н\ экв}$ — полное сопротивление нагрузки в цепи эмиттера, определяемое по формуле

$$R_{н.экв} = \frac{R_э R_н}{R_э + R_н}, \quad (7а)$$

в которой $R_э$ — сопротивление резистора в цепи эмиттера, а $R_н$ — внешнее сопротивление нагрузки, действующее в цепи эмиттера

Формула (11) определяет входное сопротивление только самого транзистора без учета влияния резисторов смещения в цепи базы. В общем случае наличие этих резисторов уменьшает входное сопротивление каскада и может быть учтено.

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя равно

$$r_{вых} = \frac{R_u}{\beta}, \quad (12)$$

где R_u — внутреннее сопротивление источника сигнала.

Коэффициент усиления по напряжению эмиттерного повторителя рассчитывают по формуле

$$K_u = \frac{\beta R_{н.экв}}{h_{11} + \beta R_{н\ экв}}, \quad (13)$$

в которой h_{11} — статическое входное сопротивление транзистора в схеме с общим эмиттером.

Коэффициент усиления по току эмиттерного повторителя равен:

$$K_i = \beta. \quad (14)$$

Для улучшения линейности сквозной амплитудной характеристики каскада, а также для обеспечения достаточно устойчивого и стабильного усиления сигналов в схеме с общим эмиттером транзистор часто охватывается отрицательной обратной связью. Наиболее употребительным способом создания отрицательной обратной связи по переменному току является введение в цепь эмиттера резистора $R_э$ (рис. 3, *б*).

При наличии отрицательной обратной связи динамические параметры каскада изменяются. Их величины с учетом обратной связи могут быть вычислены по следующим приближенным формулам.

Входное сопротивление схемы с общим эмиттером с учетом обратной связи равно.

$$r_{вх\ о.с} = r_{вх} + \beta R_э, \quad (15)$$

где $r_{вх}$ — входное сопротивление каскада без обратной связи, т. е. когда $R_э = 0$.

Коэффициент усиления по напряжению схемы с общим эмиттером при наличии обратной связи по току равен.

$$K_{u\ о.с} = \beta \frac{R_{н.экв}}{r_{вх.о.с}}. \quad (16)$$

Для практических расчетов, не требующих большой точности, можно считать, что обратная связь по току не изменяет выходное сопротивление каскада в схеме с общим эмиттером, т. е.

$$r_{вых.о.с} = r_{вых} = R_к, \quad (17)$$

а также не изменяет коэффициента усиления по току, т. е.

$$K_{i\ о.с} = K_i = \beta. \quad (18)$$

Очень важным параметром транзисторных усилительных каскадов, используемых в схемах развертывающих устройств, является коэффициент нелинейности сквозной амплитудной характеристики каскада, который для схемы с общим эмиттером можно вычислить по формуле

$$k_н = 2\frac{K_{u\ макс} - K_{u\ мин}}{K_{u\ макс} + K_{u\ мин}}, \quad (19)$$

где

$$K_{u\ макс} = \frac{\beta_{макс} R_{н\ экв}}{R_u + r_{вх.макс}}$$

и

$$K_{u\ мин} = \frac{\beta_{мин} R_{н\ экв}}{R_u + r_{вх.мин}}$$

— малосигнальные значения коэффициентов усиления каскада по напряжению в точках, соответствующих границам используемого участка динамических характеристик транзистора.

Все приведенные формулы, определяющие динамические параметры транзисторного каскада, справедливы в полной мере только для каскадов, работающих в режиме малого сигнала. Однако эти формулы могут быть распространены и на каскады, работающие в режиме большого сигнала, если входящие в них значения малосигнальных статических параметров заменить значениями этих параметров, усредненными на рабочем участке. Например, для схемы с общим эмиттером и схемы с общим коллектором величину β необходимо заменить величиной

$$B \approx \frac{\beta_{\text{макс}} + \beta_{\text{мин}}}{2}, \qquad (20)$$

где $\beta_{\text{макс}}$ и $\beta_{\text{мин}}$ — максимальное и минимальное значения статического коэффициента усиления по току для малого сигнала на границах рабочего участка выходной динамической характеристики каскада Вместе с тем величину h_{11} тоже необходимо заменить величиной

$$R_{\text{вх}} \approx \frac{h_{11\text{макс}} - h_{11\text{мин}}}{2}, \qquad (21)$$

где $h_{11\text{ макс}}$ и $h_{11\text{мин}}$ — статические входные сопротивления транзистора для малого сигнала в точках, которыми ограничивается рабочий участок входной динамической характеристики. Полученные таким образом значения B и $R_{\text{вх}}$ представляют собой статические параметры транзистора для большого сигнала.

ПЕРЕХОДНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В ТРАНЗИСТОРАХ

Искажения переходной характеристики в транзисторном импульсном каскаде, проявляющиеся в затягивании фронтов исходных импульсов, происходят главным образом из-за влияния статических и диффузионных емкостей коллекторного и эмиттерного переходов транзистора, а также в силу инерционности процесса перемещения электрических зарядов в полупроводящей среде.

Влияние статических емкостей транзистора и монтажных емкостей схемы, очевидно, и не отличается от такового в ламповых усилителях. Другие факторы присущи только транзисторам, а поэтому следует рассмотреть их особо

Не вдаваясь глубоко в существо довольно сложных физических процессов, протекающих в объеме полупроводниковых материалов, заметим лишь, что средние скорости движения, которыми обладают отдельные носители зарядов, движущиеся по законам диффузии в базе, отличаются друг от друга. В силу этого группа зарядов, одновременно инжектированных в базу из эмиттера, достигает коллектора в разное время

Если предположить, что в схеме с общим эмиттером форма тока базы имеет вид импульса с идеально крутыми фронтом и срезом (рис. 4), то импульс тока коллектора такого фронта и среза иметь не будет. Из-за разницы в скоростях движения отдельных зарядов они окажутся растянутыми во времени. Чем больше толщина базы и чем меньше средняя скорость диффузии зарядов, тем более размытыми будут фронты и срезы выходных импульсов. Вместе с тем вследствие инерционности процесса диффузии носителей, препятствующей быстрому накоплению и рассасыванию электрических зарядов в полупроводнике, начало и конец импульса коллекторного тока смещаются во времени относительно быстрых перепадов входного тока

Появление выходного тока отличается от начала действия входного тока на время задержки $t_з$, определяемое на практике как интервал времени от начала действия импульса на входе до момента, когда выходной ток достигает уровня 0,1 установившегося значения. Для сплавных транзисторов малой мощности время задержки составляет примерно 0,1—0,3 *мксек*

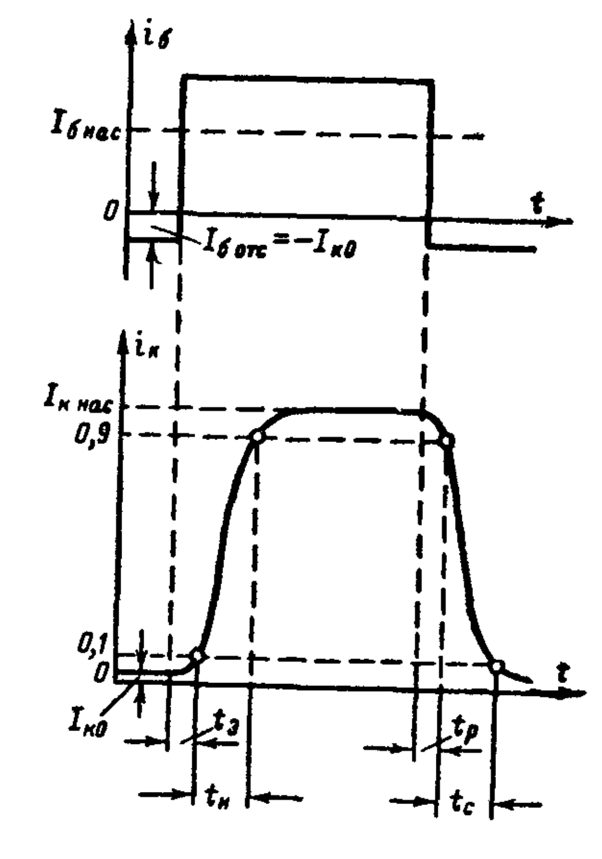


Рис. 4. Эпюры входного и выходного тока импульсного каскада, работающего с заходом в области насыщения и отсечки коллекторного тока.

Время $t_н$, в течение которого ток коллектора нарастает от 0,1 до 0,9 установившегося значения, называется временем нарастания фронта импульса. Ток коллектора на участке нарастания изменяется по довольно сложному закону, который в практических расчетах заменяется экспоненциальным. Если транзистор работает в режиме, когда коллекторный ток не достигает области насыщения, т е $I_б < I_{б.нас}$, время нарастания можно определить по формуле

$$t_н = 2{,}2 \frac{B}{2\pi f_\alpha}, \qquad (22)$$

в которой f_α — верхняя граничная частота транзистора, т. е. частота, при которой коэффициент усиления по току α (в схеме с общей базой) снижается по сравнению с его величиной на низких частотах в $\sqrt{2}$ раз. Последнее выражение показывает, что время нарастания уменьшается с уменьшением параметра B транзистора и с увеличением его верхней граничной частоты

Если транзистор работает в режиме, когда коллекторный ток достигает области насыщения, т. е. $I_б > I_{б\text{ нас}}$, то аналитическое выражение для времени нарастания будет иметь вид

$$t_н = \frac{B}{2\pi f_\alpha} \ln \frac{S_{нас}}{S_{нас} - 0{,}9}, \qquad (23)$$

в котором $S_{нас}$ — коэффициент насыщения Из последнего выражения, в частности, вытекает, что время нарастания уменьшается по мере увеличения глубины насыщения.

Для выхода транзистора из режима насыщения после резкого уменьшения тока базы требуется некоторое время, необходимое для рассасывания заряда, накопленного в базе. В течение времени рассасывания $t_р$ ток коллектора остается равным току насыщения. Это время определяет запаздывание выхода транзистора из режима насыщения по отношению к моменту резкого спадания величины базового тока. Время рассасывания для сплавных транзисторов может быть вычислено по приближенной формуле

$$t_р = \frac{B}{2\pi f_\alpha} \ln S_{нас}, \tag{24}$$

дающей удовлетворительное совпадение с действительностью при не очень большом запирающем напряжении. Время рассасывания можно существенно уменьшить, увеличив величину запирающего тока.

После стадии рассасывания начинается срез импульса. Время среза $t_с$ коллекторного тока, отсчитываемое между уровнями 0,9 и 0,1 величины полного размаха импульса, можно определить по формуле

$$t_с = 2,2 \frac{B}{2\pi f_\alpha}, \tag{25}$$

справедливой для транзисторов, работающих как с заходом в область насыщения, так и в ненасыщенном режиме.

Для сплавных транзисторов, обычно применяемых в импульсных устройствах телевизора, можно пренебрегать влиянием емкости эмиттерного перехода $C_э$, т. е. входной емкости транзистора.

При выполнении условия $R_к C_к 2\pi f_\alpha \ll 1$ можно пренебречь также и влиянием емкости коллектора. $C_к$. Если же последнее условие не удовлетворяется, что происходит при больших сопротивлениях нагрузки $R_к$, то в коллекторной цепи будут дополнительные существенные искажения переходной характеристики каскада.

Эти искажения можно учесть следующим образом: сначала нужно определить время установления переднего и заднего фронтов импульса тока в нагрузке, искажение которых обусловливается только влиянием постоянной времени выходной цепи $R_к C_к$; $t_у = 2{,}2 R_к C_к$, а затем найти результирующую длительность фронта импульса

$$t_{ф1} = \sqrt{t_н^2 + t_у^2} \tag{26}$$

и результирующую длительность среза импульса

$$t_{ф2} = \sqrt{t_с^2 + t_у^2}, \tag{27}$$

Импульсный каскад характеризуется суммарным временем, в течение которого происходит полное нарастание или полный спад коллекторного тока с учетом всех факторов, обусловливающих переходные искажения. Время, в течение которого происходит полное нарастание коллекторного тока, отсчитываемое от начала перепада входного напряжения, называемое *временем включения*, равно:

$$t_{вкл} = t_з + \sqrt{t_н^2 + t_у^2}. \tag{28}$$

Время, в течение которого происходит полный спад коллекторного тока, отсчитываемое с момента начала перепада напряжения на входе и называемое *временем выключения*, равно:

$$t_{выкл} = t_р + \sqrt{t_с^2 + t_у^2}. \tag{29}$$

Время включения и время выключения характеризуют быстродействие импульсного устройства, работающего в ключевом режиме.

СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА

Из предыдущего следует, что для уменьшения времени $t_н$ перехода транзистора из запертого состояния в насыщенное коэффициент насыщения $S_{нас}$ желательно выбирать большим. Но с другой стороны, чем больше величина $S_{нас}$, тем больше время $t_р$ выхода транзистора из состояния насыщения. Следовательно, для одновременного уменьшения как времени $t_н$, так и времени $t_р$ нужно, чтобы в момент перехода транзистора в режим насыщения коэффициент насыщения был большим, а в момент, предшествующий выходу транзистора из насыщения, малым.

Существуют способы удовлетворения этим, на первый взгляд, противоречивым требованиям. Один из этих способов заключается в применении резистивно-емкостной цепи запуска (рис. 5). Здесь $e_н$ — э. д. с. источника сигнала; $R_н$ — внутреннее сопротивление этого источника; $R_б$ — резистор в цепи базы, включенный последовательно с источником сигнала; $C_б$ — так называемая форсирующая емкость, служащая для повышения быстродействия переключающего устройства.

Пусть э. д. с. источника имеет форму импульса отрицательной полярности с размахом $E_и$. В начале действия входного импульса конденсатор $C_б$ заряжается. Поэтому начальное значение базового тока определяется соотношением

$$I_{б0} = \frac{E_и}{R_н + r_{б.э}}, \tag{30}$$

где $r_{б.э}$ — входное сопротивление насыщенного транзистора.

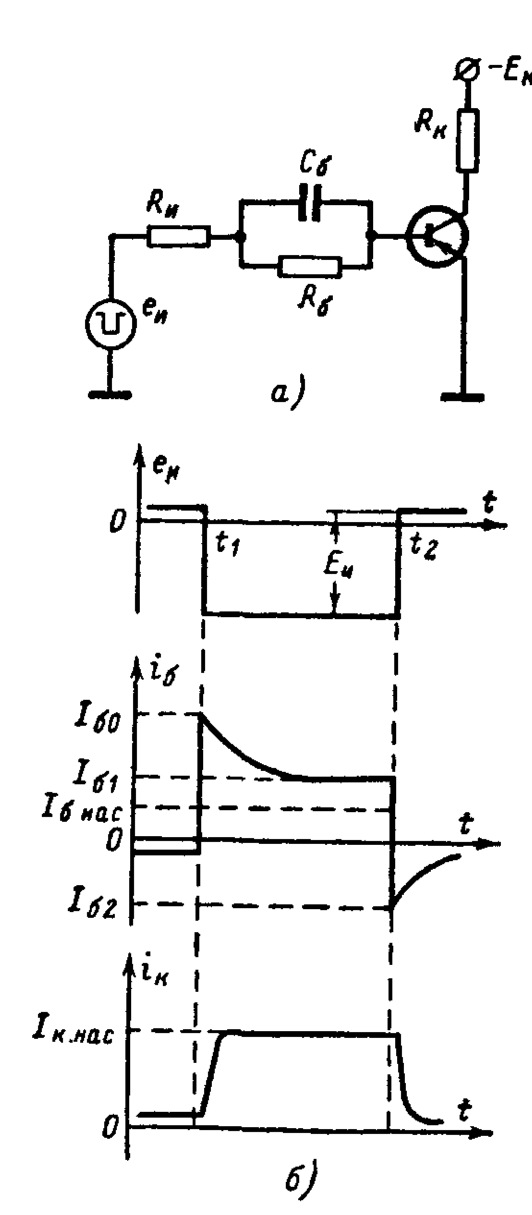


Рис. 5. Схема импульсного каскада с формирующей емкостью в цепи базы (*а*) и эпюры входной э.д.с., входного и выходного токов (*б*).

Сопротивление $r_{б.э}$ не остается постоянным во всех фазах работы рассматриваемой схемы и уменьшается по мере увеличения коллекторного тока и по мере увеличения степени насыщения, а также зависит от скорости электрических процессов. Для быстропеременных процессов в базе, например, во время очень быстрого увеличения базового тока, $r_{б.э}$ близко к значению сопротивления базы на высокой частоте (обычно несколько сотен ом).

За счет действия конденсатора $C_б$ падение напряжения на сопротивлении резистора $R_б$ в момент начала действия входного импульса практически равно нулю. Конденсатор $C_б$ как бы замыкает накоротко резистор $R_б$ в это время.

По мере заряда конденсатора $C_б$ базовый ток уменьшается по экспоненциальному закону, стремясь к величине

$$I_{б1} = \frac{E_и}{R_и + r_{б.э} + R_б}, \tag{31}$$

определяемой суммарным действием всех резисторов в цепи базы. При выборе $R_б \gg R_и + r_{б.э}$ выполняется неравенство $I_{б0} \gg I_{б1}$, т. е. коэффициент насыщения в начале действия входного импульса $S_{нас0} = I_{б0}/I_{б\,нас}$ может быть значительно больше коэффициента насыщения, соответствующего моменту времени перед выходом транзистора из насыщения $S_{нас1} = I_{б1}/I_{б.нас}$. Коэффициент насыщения уменьшается при этом в

$$\frac{S_{нас\,0}}{S_{нас\,1}} = \frac{R_и + r_{б.э} + R_б}{R_и + r_{б.э}} \tag{32}$$

раз.

Для того чтобы к моменту окончания входного импульса коэффициент насыщения успел существенно снизиться, необходимо удовлетворить условие

$$t_и \geqslant 3\,\frac{(R_и + r_{б.э})\,R_б C_б}{R_и + r_{б.э} + R_б}, \tag{33}$$

так как конденсатор заряжается полностью за время, равное примерно трем постоянным времени цепи заряда.

Вследствие того, что входное сопротивление транзистора не чисто активно, емкость $C_б$ не следует выбирать слишком малой. Во всяком случае должно удовлетворяться условие $C_б \gg C_{б.э}$, в котором $C_{б.э}$ — входная емкость транзистора — величина в общем не остающаяся постоянной во всех фазах работы импульсного каскада. Ее наибольшее значение у маломощных транзисторов составляет обычно несколько десятков пикофарад.

К моменту окончания входного импульса конденсатор успевает зарядиться до напряжения $U_c = I_{б1} R_б$. Непосредственно после окончания действия входного импульса конденсатор $C_б$ разряжается. К базе оказывается приложенным положительное напряжение, способствующее более быстрому запиранию транзистора. В цепь базы втекает ток

$$I_{б2} = \frac{U_c}{R_и + r_{б.э}}, \tag{34}$$

направление которого обратно току $I_{б1}$, что увеличивает скорость рассасывания заряда, накопленного в базе, и, следовательно, уменьшает время выхода транзистора из насыщения t_p и время спада коллекторного тока t_c.

По мере разряда конденсатора $C_б$, а также вследствие того, что входное сопротивление транзистора $r_{б.э}$ увеличивается по мере рассасывания заряда в базе, ток базы постепенно уменьшается, достигая установившегося значения $I_б = I_{к0}$.

В схеме с реостатно-емкостной цепью запуска суммарное сопротивление, действующее между базой и источником сигнала, за счет дополнительно вводимого резистора $R_б$ должно иметь относительно большое значение. Вследствие того, что на входе каскада задается управляющий ток, так как обычно $r_{б.э} \ll R_и + R_б$, каскад обладает существенной нестабильностью коэффициента насыщения, что объясняется сильной зависимостью параметра B от температуры и его разбросом у транзисторов одного и того же типа. Коэффициент насыщения в данном случае связан с параметром B соотношением

$$S_{нас} = \frac{B E_и}{I_{к.нас}\,(R_и + r_{б.э})}, \tag{35}$$

т. е. пропорционален величине B. Следовательно, при изменении окружающей температуры или при замене одного транзистора другим коэффициент насыщения в конце действия входного импульса может настолько измениться, что транзистор будет способен раньше времени выйти из режима насыщения. Это недопустимо не только потому, что нарушится нормальная работа импульсного каскада из-за изменения формы и амплитуды импульсов, но и потому, что на транзисторе в этом случае может выделяться недопусимо большая мощность. Чтобы этого не произошло, необходимо вводить запас по величине коэффициента насыщения.

Так как температурная нестабильность параметра B значительно меньше разброса этого параметра у однотипных транзисторов и его дрейфа с течением времени, решающее значение для выбора запаса по степени насыщения имеют не температурные изменения B, а разброс и дрейф этого параметра. Минимальная величина коэффициента насыщения, соответствующая моменту времени перед окончанием входного импульса, должна выбираться из условия

$$S_{нас\,1} \geqslant \frac{B_{макс}}{B_{мин}}, \tag{36}$$

в котором $B_{макс}$ и $B_{мин}$ соответственно наибольшее и наименьшее значения коэффициента усиления по току.

Если схема рассчитывается на абсолютную взаимозаменяемость транзисторов и их длительную работу, требуется довольно большой запас по насыщению. При этом, естественно, быстродействие переключающего устройства будет ниже.

Улучшить свойства рассматриваемого импульсного каскада можно включением в цепь эмиттера резистора $R_э$ (рис. 6, *а*). За счет падения напряжения на сопротивлении этого резистора создается отрицательная обратная связь по току, увеличивающая входное сопротивление каскада, что делает схему менее чувствительной к изменению параметра B транзистора. Вместе с тем обратная связь сама по себе способствует повышению быстродействия каскада

В случае включения в цепь эмиттера стабилизирующего резистора $R_э$ коэффициент усиления каскада по мощности уменьшается и для возбуждения требуется несколько большее напряжение сигна-

ла иа входе прн почти неизменной величяне размаха импульса базового тока.

Коэффициент насыщения связан в этом случае с параметрами схемы следующими соотношениями.

$$S_{\text{нас }0}=\frac{BE_{\text{н}}}{I_{\text{к·нас}}(R_{\text{н}}+r_{\text{б·э}}+BR_{\text{э}})}; \tag{37}$$

$$S_{\text{нас }1}=\frac{BE_{\text{н}}}{I_{\text{к·нас}}(R_{\text{н}}+r_{\text{б·э}}+BR_{\text{э}}+R_{\text{б}})}. \tag{38}$$

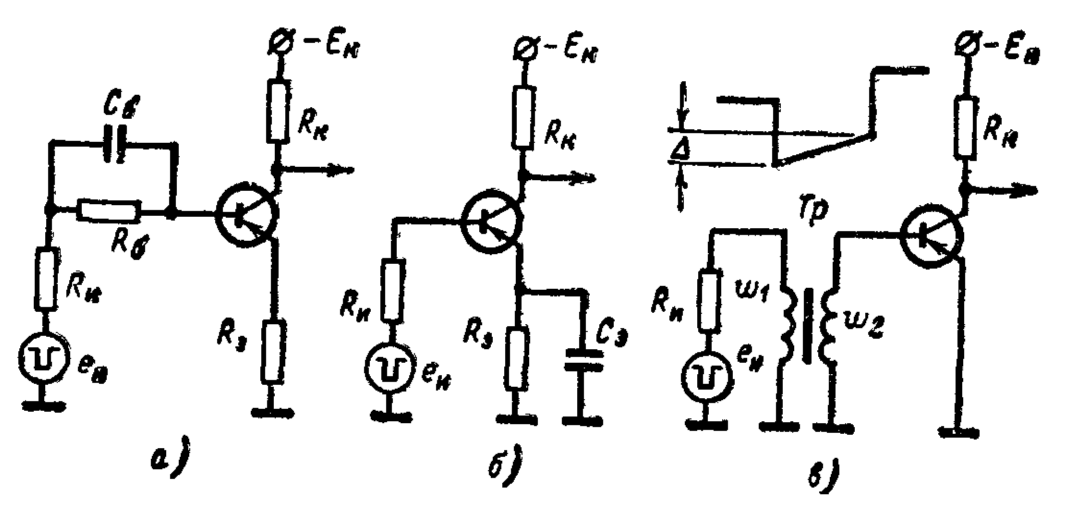


Рис. 6. Схемы импульсных каскадов.

а — с форсирующей емкостью в базе и с отрицательной обратной связью по току; *б* — с форсирующей емкостью в эмиттере; *в* — с форсирующим трансформатором.

При этом коэффициент иасыщения слабее зависит от изменения параметра B, так как значеиие B входит и в числитель и в знаменатель последних выражеиий.

Рассмотрим еще одиу часто применяемую схему повышения быстродействия транзисториого импульсиого каскада (рис. 6, *б*). В этой схеме форсирующая емкость $C_{\text{э}}$ включена параллельно резистору $R_{\text{э}}$ в цепи эмиттера, т. е. конденсатор $C_{\text{э}}$ входит в цепь отрицательиой обратной связи.

Пусть иа вход каскада подается от источника э.д.с. с внутреиним сопротивлением $R_{\text{н}}$ импульс напряжения отрицательной полярности. В начале действия входного импульса транзистор открывается и в цепи его эмиттера течет ток, равный сумме токов, протекающих в базе и в коллекторе $I_{\text{э}}=I_{\text{б}}+I_{\text{к}}$. В это время конденсатор $C_{\text{э}}$ заряжается током эмиттера, и поэтому падение напряжения на резисторе $R_{\text{э}}$ практически равно нулю, так как почти весь ток расходуется на заряд этого коидеисатора. Такое состояние транзистора равноценно полному отсутствию действия отрицательной обратной связи, как если бы эмиттер был соедииен накоротко с общим проводом схемы. В этих условиях ток базы равен:

$$I_{\text{б}0}=\frac{E_{\text{н}}}{R_{\text{н}}+r_{\text{б·э}}}. \tag{39}$$

По мере заряда конденсатора $C_{\text{э}}$, если емкость последнего не

слишком велика, отрицательное напряжение на эмиттере возрастает по экспоненциальному закону до установившегося значения

$$U_{\text{с}}=E_{\text{к}}\frac{R_{\text{э}}}{R_{\text{к}}+R_{\text{э}}}. \tag{40}$$

Это напряжение направлено встречно входиому напряжению, приложенному к базе транзистора относительно общего провода, вследствие чего суммарное напряжение, действующее непосредствеиио между базой и эмиттером, умеиьшается. Для источника сигнала такое изменение режима входной цепи воспринимается как увеличение входиого сопротивления транзистора $r_{\text{б.э}}$ на величину $BR_{\text{э}}$.

Поэтому базовый ток к моменту окончания входного импульса становится равным:

$$I_{\text{б}1}=\frac{E_{\text{н}}}{R_{\text{н}}+r_{\text{б.э}}+BR_{\text{э}}}. \tag{41}$$

Как и в предыдущем случае, при выборе $R_{\text{э}}B\gg R_{\text{н}}+r_{\text{б.э}}$ выполняется неравенство $I_{\text{б}0}\gg I_{\text{б}1}$, т. е. коэффициент насыщения в начале действия входного импульса превышает коэффицнент насыщения в конце импульса в

$$\frac{S_{\text{нас }0}}{S_{\text{нас }1}}=\frac{R_{\text{н}}+r_{\text{б·э}}+BR_{\text{э}}}{R_{\text{н}}+r_{\text{б·э}}} \tag{42}$$

раз.

Для того, чтобы за время действия входного импульса конденсатор $C_{\text{э}}$ успел почти полностью зарядиться, необходимо удовлетворить условие

$$t_{\text{н}}\geqslant 3\frac{R_{\text{к}}R_{\text{э}}C_{\text{э}}}{R_{\text{к}}+R_{\text{э}}}. \tag{43}$$

После окончания входиого импульса заряд конденсатора $C_{\text{э}}$ сохраняется еще длительное время. Отрицательное напряжение $U_{\text{с}}$ продолжает действовать в цепи эмиттера. Ток эмиттера, втекающий в область базы, увеличивает скорость рассасывания зарядов в базе и способствует более быстрому запиранию транзистора.

В рассматрнваемой схеме коэффициент иасыщения в начале действия входного импульса равен:

$$S_{\text{нас }0}=\frac{BE_{\text{н}}}{I_{\text{к·нас}}(R_{\text{н}}+r_{\text{б·э}})}. \tag{44}$$

В момент времени перед окоичаиием входиого импульса коэффициент насыщения определяется соотношением

$$S_{\text{нас }1}=\frac{BE_{\text{н}}}{I_{\text{к·нас}}(R_{\text{н}}+r_{\text{б·э}}+BR_{\text{э}})} \tag{45}$$

Сопоставив между собой два последиих выражения, легко заметить, что в начале действия входного импульса коэффициент насыщеиия $S_{\text{нас}0}$ пропорционален величиие параметра B, а перед окончаиием входного импульса зависимость $S_{\text{нас}1}$ от B выражена значительно слабее, так как величиыа B входит и в числитель и в знаменатель последнего выражения. Зависимость $S_{\text{нас}1}$ от B тем слабее, чем больше сопротивление резистора $R_{\text{э}}$.

Нестабильность коэффициента насыщения $S_{нас0}$ при колебаниях окружающей температуры или при смене транзистора в последней схеме не опасна, так как коэффициент насыщения в начале действия входного импульса может быть выбран достаточно большим. В момент времени перед окончанием входного импульса зависимость коэффициента насыщения $S_{нас1}$ от B может быть существенно ослаблена действием обратной связи путем установки резистора $R_э$, обладающего достаточно большим сопротивлением. Поэтому схема импульсного усилительного каскада с форсирующей емкостью в цепи эмиттера оказывается менее чувствительной к температурной нестабильности и разбросу параметра B.

В транзисторных телевизорах для согласования импульсных каскадов по мощности часто применяют согласующие трансформаторы. При этом параметры трансформатора выбирают так, чтобы время переключения транзистора, на входе которого включен трансформатор, было по возможности малым.

Быстродействие схемы (рис 6, *в*), в которой применен согласующий трансформатор, повышается за счет явления скола плоской части управляющего импульса. Скол может быть получен, если индуктивность L_1 первичной обмотки выбрать не слишком большой. Величина скола Δ, определяемая как отношение изменения импульсного напряжения за время действия импульса к размаху этого импульса в начальный момент времени, рассчитывается по формуле

$$\Delta = T\,\frac{R_н + n^2 r_{б.э}}{L_1} = T\,\frac{R_{экв}}{L_1}, \qquad (46)$$

в которой T — длительность импульса; $n = w_1/w_2$ — коэффициент трансформации согласующего трансформатора; $r_{б.э}$ — активное сопротивление участка база — эмиттер насыщенного транзистора.

Если пренебречь влиянием на величину скола насыщения магнитопровода в трансформаторе, а также не учитывать изменения входного сопротивления транзистора в разных фазах его работы, то можно считать, что относительное уменьшение коэффициента насыщения за время действия отпирающего импульса пропорционально величине скола, т. е.

$$\frac{S_{нас1}}{S_{нас0}} = \Delta. \qquad (47)$$

Повышение быстродействия импульсного каскада за счет скола плоской части управляющего импульса принципиально возможно и в схеме с разделительной емкостью между каскадами, если величину последней выбрать не слишком большой. В этом случае величина скола связана с параметрами схемы следующим соотношением:

$$\Delta = \frac{T}{(R_н + r_{б.э})\,C_р}, \qquad (48)$$

в котором $C_р$ — емкость переходного конденсатора. Однако вследствие сильного влияния на величину скола нестабильности сопротивления $r_{б.э}$ эффективность данного способа получается невысокой.

СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРНОГО КАСКАДА

В усилительном каскаде, работающем в линейном режиме, положение рабочей области на динамической линии нагрузки может существенно смещаться при изменениях температуры или после замены транзистора, а также с течением времени. Это происходит из-за нестабильности параметров транзистора и за счет влияния обратного тока коллектора, величина которого сильно зависит от температуры, имеет существенно разные значения у однотипных транзисторов и изменяется в течение срока службы транзистора.

Обе причины в конечном итоге приводят к изменению тока коллектора, т. е. к нестабильности режима каскада по постоянному току. Это нежелательно, так как положение рабочей области на динамических характеристиках каскада ограничено с двух сторон теми значениями токов и напряжений, при которых амплитудная характеристика каскада становится нелинейной.

При увеличении постоянного тока коллектора это происходит из-за нелинейной зависимости тока коллектора от тока базы, так как в этой области выходной динамической характеристики коэффициент усиления по току не постоянен При уменьшении коллекторного тока, что соответствует уменьшению тока базы, наблюдается существенная нелинейность входной динамической характеристики из-за того, что в этой области входных характеристик проявляется непостоянство входного сопротивления транзистора.

В усилительных каскадах, в которых по условиям работы может быть допущена некоторая нелинейность амплитудной характеристики, ограничивающим фактором положения рабочей области на выходной динамической линии нагрузки является возможность захода в режим отсечки или насыщения коллекторного тока.

Основным фактором, обусловливающим нестабильность режима транзисторного каскада, следует считать температурную нестабильность обратного тока коллектора $I_{к0}$, который представляет собой ток, протекающий через обратно смещенный диод коллекторно-базового перехода. У хороших транзисторов ток $I_{к0}$ мало зависит от напряжения между коллектором и базой. Температурная зависимость тока $I_{к0}$ выражается формулой

$$I_{к0(t)} = I_{к0}\,2^{\frac{\Delta t}{b}}, \qquad (49)$$

в которой $I_{к0}$ — обратный ток коллектора при температуре 20° С; Δt — приращение температуры; b — постоянная величина (для германиевых транзисторов $b \approx 10°$ С, а для кремниевых $b \approx 8°$ С).

Формула (49) показывает, что при повышении температуры обратный ток коллектора у германиевых транзисторов увеличивается примерно в 2 раза на каждые 10° С, а у кремниевых транзисторов — во столько же раз на каждые 8° С, т. е. растет еще быстрее. Но абсолютная величина обратного тока кремниевых транзисторов сравнительно невелика, что обусловливает их более высокую температурную стабильность.

В схеме с общей базой увеличение обратного тока коллектора вызывает уменьшение напряжения на коллекторе на величину

$$\Delta U_к = \Delta I_{к0}\,R_к, \qquad (50)$$

т. е. смещение рабочей точки определяется только приращением неуправляемой части коллекторного тока

$$\Delta I_{к0} = I_{к0\,(t)} - I_{к0}. \qquad (51)$$

Поэтому в схеме с общей базой для транзисторов какого-либо типа в заданном интервале рабочих температур требуемая стабильность положения рабочей точки может быть достигнута соответствующим выбором сопротивления резистора $R_к$ в цепи коллектора.

В схеме с общим эмиттером (рис. 7, *а*) увеличение обратного тока коллектора вызывает такое изменение напряжения на базе транзистора, что транзистор открывается еще сильнее. Это приводит к увеличению тока коллектора, которое происходит преимущественно за счет изменения напряжения смещения и в меньшей мере за счет увеличения самого обратного тока Рабочая точка при этом смещается, т. е. режим каскада по постоянному току изменяется как за счет управляемой, так и неуправляемой частей коллекторного тока.

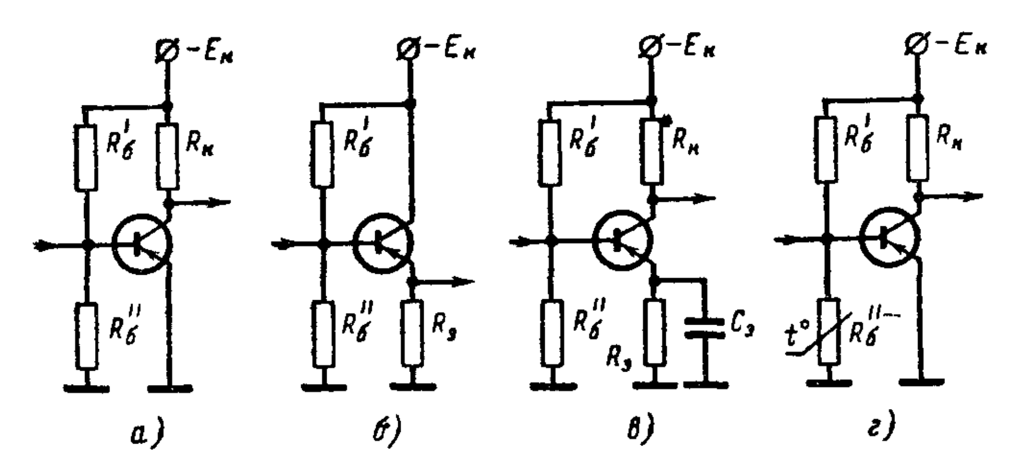


Рис. 7. Схемы импульсных каскадов.

а — нестабилизированный с общим эмиттером; *б* — с общим коллектором; *в* — стабилизированный с общим эмиттером, *г* — с термокомпенсацией режима.

Это происходит потому, что в схеме с общим эмиттером неуправляемая часть коллекторного тока — обратный ток коллектора, попадая непосредственно из области коллектора в область базы, усиливается транзистором, вызывая приращение тока коллектора В большинстве случаев это приращение во много раз превышает величину самого обратного тока.

Следует заметить, что стабильность режима транзистора при прочих равных условиях тем лучше, чем более низкоомный делитель стоит в цепи базового смещения и чем меньше сопротивление резистора в цепи коллектора. Первое условие обеспечивает большую стабильность напряжения смещения на базе, которое в этом случае в меньшей степени подвержено влиянию изменяющегося обратного тока коллектора. Второе условие дает возможность коллекторной цепи работать при большем токе коллектора, т. е. в таком режиме, когда управляемая часть коллекторного тока становится существенно больше неуправляемой части — обратного тока коллектора

Для оценки стабильности режима транзисторного каскада пользуются понятием коэффициента нестабильности

$$S_i = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_{к0}}, \qquad (52)$$

который показывает, во сколько раз приращение общего коллекторного тока $\Delta I_к$ больше вызвавшего это приращение изменения обратного тока коллектора $\Delta I_{к0}$.

В схеме с общей базой приращение коллекторного тока происходит только за счет изменения обратного тока коллектора, т. е. $\Delta I_к = \Delta I_{к0}$. Поэтому коэффициент нестабильности в этой схеме равен единице. Нужно сказать, что схема с общей базой обладает самым малым коэффициентом нестабильности, т. е является самой стабильной схемой из всех схем включения транзистора. Однако в низкочастотных каскадах эта схема применяется крайне редко, так как обладает очень малым входным сопротивлением и вследствие этого дает сравнительно небольшое усиление по мощности.

Схема с общим коллектором (рис. 7, *б*) применяется главным образом в качестве межкаскадного согласователя сопротивлений, так как она обладает самым высоким входным и самым низким выходным сопротивлением. Коэффициент нестабильности этого каскада из-за глубокой отрицательной обратной связи по постоянному напряжению имеет тоже довольно низкое значение и обычно каких-либо дополнительных мер стабилизации не требуется.

Наибольшее применение имеет схема с общим эмиттером, позволяющая при прочих равных условиях получить самое большое значение коэффициента усиления по мощности. Но для получения удовлетворительной стабилизации режима эта схема требует в большинстве случаев специальных мер.

В каждом конкретном случае работы транзистора в усилительной схеме могут быть допущены различные изменения тока коллектора в зависимости от условий работы каскада и требований к стабильности его динамических параметров. Если допустимое изменение положения рабочей точки при выбранной величине нагрузочного сопротивления определено и известна величина приращения обратного тока коллектора, то допустимый коэффициент нестабильности может быть вычислен по формуле

$$S_{i\,доп} = \frac{\Delta I_{к\ доп}}{\Delta I_{к0}}, \qquad (53)$$

в которой $\Delta I_{к\ доп}$ — допустимое по условиям работы каскада изменение тока коллектора — величина, связанная с допустимым изменением напряжения на коллектора $\Delta U_{к.доп}$ следующим простым соотношением

$$\Delta I_{к.доп} = \frac{\Delta U_{к\ доп}}{R_к}. \qquad (54)$$

В транзисторном каскаде, построенном по схеме (рис. 7, *а*), коэффициент нестабильности может быть вычислен по формуле

$$S_i = 1 + \beta, \qquad (55)$$

справедливой для случая, когда полное эквивалентное сопротивление резисторов в цепи базы $R_{б.экв}$ много больше входного сопротивления транзистора для постоянного тока $R_{0вх}$, т. е.

$$R_{б.экв} = \frac{R_б' R_б''}{R_б' + R_б''} \gg R_{0\,вх}.$$

В большинстве случаев последнее условие довольно хорошо выполняется, так как для получения наибольшего усиления каскада по мощности $R_{б.экв}$ выбирается большим.

Коэффициент нестабильности нестабилизированного транзисторного каскада (рис. 7, *а*) очень часто превышает значение допустимого коэффициента нестабильности, поэтому возникает необходимость использовать специальные методы стабилизации режима.

Сама по себе стабилизация режима имеет своей целью уменьшить до безопасной величины изменения коллекторного тока при действии всех дестабилизирующих факторов: изменения температуры, различия параметров транзисторов (что сказывается при их смене), изменения параметров транзистора от времени и т. п.

Наиболее эффективным методом стабилизации режима является использование отрицательных обратных связей по постоянному току, охватывающих данный каскад. На рис. 7, *в* приведена схема эмиттерной стабилизации, получившей благодаря своей простоте и эффективности наибольшее распространение В этой схеме отрицательная обратная связь создается за счет резистора $R_э$, включенного в цепь эмиттера. Если требуется, чтобы в каскаде не создавалось отрицательной обратной связи по переменному току, резистор $R_э$ должен быть зашунтирован конденсатором достаточно большой емкости.

При эмиттерной стабилизации режима коэффициент нестабильности связан с номинальными значениями сопротивлений резисторов следующим соотношением

$$S_i = \frac{1 + \frac{R_э}{R_б'} + \frac{R_э}{R_б''}}{1 + \frac{R_э}{R_б'} + \frac{R_э}{R_б''} - \frac{\beta}{1+\beta}}. \quad (56)$$

Наряду с методом стабилизации режима посредством отрицательных обратных связей в транзисторной технике довольно часто применяется метод температурной компенсации режима. В качестве компенсирующих термочувствительных элементов обычно используют терморезисторы с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления.

Схема с термокомпенсацией режима приведена на рис. 7, *г*. В этой схеме с увеличением температуры сопротивление терморезистора $R_б''$ уменьшается. Это вызывает уменьшение отрицательного напряжения смещения на базе, т. е. компенсирует увеличение напряжения на базе, вызванное увеличением (при повышении температуры) обратного тока коллектора. Если закон, по которому изменяется напряжение на базе вследствие уменьшения сопротивления $R_б''$, близок к закону, по которому происходит изменение напряжения смещения вследствие действия обратного тока коллектора, то общий ток коллектора будет изменяться незначительно в достаточно широком диапазоне температуры.

Метод термокомпенсации предпочтителен в том смысле, что позволяет дать сколь угодно высокую стабильность сравнительно простыми средствами. Однако реализовать на практике это преимущество затруднительно, так как однотипные транзисторы имеют большой разброс значений обратного тока и статического коэффициента усиления по току. Кроме того, с течением времени у одного и того же транзистора эти величины могут существенно изменяться Все это затрудняет обеспечение взаимозаменяемости транзисторов в схеме, т. е. требует индивидуального подбора для каждого транзистора термокомпенсирующей цепочки, а также не обеспечивает для некоторого числа транзисторов хорошей стабильности режима в течение всего срока службы транзистора.

Обычно метод термокомпенсации применяется совместно с методом стабилизации режима преимущественно в мощных выходных каскадах, когда очень важно иметь возможно больший коэффициент усиления по мощности при удовлетворительном к п д. каскада.

ТЕПЛОВОЙ РЕЖИМ ТРАНЗИСТОРОВ

Для надежной и стабильной работы транзистора очень большое значение имеет его температурный режим, т. е. условия теплообмена между транзистором и окружающей средой. Являясь потребителем электрической энергии, транзистор нагревается, вследствие чего его температура зависит не только от температуры окружающего воздуха, но и от мощности, рассеиваемой на транзисторе.

Основной характеристикой теплового режима транзистора является температура его электронно-дырочных переходов — тех областей транзистора, в которых влияние температуры на свойства транзистора проявляется в наиболее сильной степени

Основная часть электрической мощности, рассеиваемой на транзисторе, выделяется на коллекторном переходе. Поэтому в справочных данных и паспортах транзисторов указывается наивысшая температура на коллекторном переходе $t_{п.макс}$, при которой сохраняется работоспособность транзистора. Эта температура называется максимальной или предельно допустимой температурой коллекторного перехода. В любом случае эксплуатации транзистора температура на коллекторе не должна превышать этой величины.

За счет тепловой мощности, выделяющейся внутри транзистора, температура коллекторного перехода может значительно превышать температуру окружающего воздуха. Перепад температур между переходом и окружающей средой зависит от конструкции транзистора и площади поверхности его корпуса или радиатора.

Непосредственное измерение температуры коллекторного перехода, находящегося внутри корпуса транзистора, затруднительно. Поэтому эту температуру определяют расчетным путем по известной мощности, рассеиваемой на коллекторе, и температуре корпуса транзистора или температуре окружающей среды.

Для оценки перепада температур между двумя какими-либо областями пользуются понятием *теплового сопротивления*, которое равно разности температур между этими областями, если в одной из них выделяется 1 *вт* тепловой мощности. Тепловое сопротивление измеряется в градусах Цельсия на ватт.

В справочных данных на транзисторы содержатся сведения о значениях тепловых сопротивлений для каждого типа транзистора. Если известна величина теплового сопротивления $R_{п.с}$ между переходом и окружающей средой, которая для данного типа транзисторов является величиной постоянной, то температуру коллекторного перехода $t_п$ можно вычислить по формуле

$$t_п = t_с + P_к R_{п.с}, \quad (57)$$

в которой $t_с$ — температура окружающей среды и $P_к$ — мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора.

Из предыдущей формулы следует, что температура перехода всегда выше температуры окружающей среды на величину $P_к R_{п.с}$. Кроме того, очевидно, что температура перехода тем выше, чем больше тепловое сопротивление между переходом и окружающей средой.

Следовательно, для каждого типа транзисторов при некоторой температуре окружающей среды существует такая мощность, рассеиваемая на коллекторе, при которой температура перехода равна допустимой. Эта мощность, называемая предельной или максимальной, может быть подсчитана по формуле

$$P_{\text{макс}} = \frac{t_{\text{п макс}} - t_{\text{с}}}{R_{\text{п.с}}}\,. \qquad (58)$$

Превышение этой мощности недопустимо, так как ведет к резкому ухудшению свойств транзистора и к потере надежности.

Улучшение условий охлаждения транзисторов существенно увеличивает их срок службы и является основой надежной и стабильной работы всего транзисторного устройства. Известно, например что снижение температуры перехода всего на 10° С от допустимой величины увеличивает срок службы транзистора примерно в 2 раза

Обеспечение нормального теплового режима транзисторов средней и большой мощности достигается применением искусственных теплоотводов — радиаторов. При этом мощность, рассеиваемая на транзисторе, может быть значительно увеличена. В этом случае максимальная мощность определяется по формуле

$$P_{\text{макс}} = \frac{t_{\text{п.макс}} - t_{\text{с}}}{R_{\text{п.к}} + R_{\text{к.с}}}\,, \qquad (59)$$

где $R_{\text{п к}}$ — тепловое сопротивление между переходом и корпусом транзистора, а $R_{\text{к с}}$ — тепловое сопротивление радиатора (тепловое сопротивление между корпусом транзистора и окружающей средой). Чем меньше тепловое сопротивление радиатора, тем лучше охлаждается транзистор, но больше размеры радиатора

Требуемое для обеспечения нормального теплового режима транзистора тепловое сопротивление радиатора можно определить из соотношения

$$R_{\text{к.с}} = \frac{t_{\text{п.макс}} - t_{\text{с}}}{P_{\text{к}}} - R_{\text{п к}}, \qquad (60)$$

а площадь поверхности радиатора, обладающего нужным тепловым сопротивлением, вычисляется по следующей приближенной формуле

$$S_{\text{р}} = \frac{1\,000}{R_{\text{к с}}}\,,\ \textit{см}^2 \qquad (61)$$

Чтобы уменьшить габариты и вес радиатора, его обычно изготовляют из легких металлов с высокой теплопроводностью — алюминия или его сплавов. Толщину стенок и ребер радиатора для низкочастотных и импульсных каскадов выбирают из условия обеспечения необходимой механической прочности конструкции.

Крепление транзистора к радиатору должно обеспечивать надежный тепловой контакт. Перед закреплением транзистора к радиатору контактирующие поверхности рекомендуется слегка смазать невысыхающим техническим маслом.

В качестве теплоотводов можно использовать поверхности металлических конструкций радиоэлектронного блока и его шасси. Если при этом возникает необходимость электрически изолировать корпус транзистора от теплоотвода, то между контактирующими поверхностями прокладывают тонкую и прочную слюдяную прокладку с небольшими отверстиями под выводы транзистора. При этом тепловое сопротивление теплоотвода увеличивается, примерно, на 1° С/*вт* на каждые 0,1 *мм* толщины прокладки.

Радиатор необходимо располагать по возможности дальше от деталей, имеющих повышенную относительно окружающего воздуха температуру. Плоскости основной поверхности радиатора и его ребер должны располагаться в вертикальном положении, что улучшает условия конвекции. Поверхности радиатора полезно зачистить крупнозернистой наждачной бумагой, что заметно уменьшает тепловое сопротивление радиатора.

Глава вторая

ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ РАБОТЫ РАЗВЕРТЫВАЮЩИХ И СИНХРОНИЗИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ В ТЕЛЕВИЗОРЕ

ФОРМИРОВАНИЕ ТЕЛЕВИЗИОННОГО РАСТРА

Формирование телевизионного изображения на экране приемной трубки осуществляется путем его развертки от элемента к элементу вдоль каждой строки и от строки к строке по кадру.

Совокупность положений светового пятна на экране приемной трубки, при помощи которого происходит поэлементная развертка воспроизводимого изображения, образует телевизионный растр. Структура растра определяется законом развертки.

В вещательном телевидении применяется линейная развертка, у которой скорость перемещения развертывающего луча в активные моменты времени работы развертки постоянна. Это позволяет получить постоянство четкости и яркости по всему полю воспроизводимого изображения Постоянство скорости движения луча обеспечивается формированием генераторами развертки соответствующих линейных пилообразных токов в отклоняющих катушках приемной и передающей трубок.

Линейные развертки подразделяют на построчные (прогрессивные) и чересстрочные. Рассмотрим кратко их особенности.

При построчной развертке (рис. 8, *а*) развертывающий луч движется по горизонтали, прочерчивая строку растра, и одновременно смещается по вертикали. К концу строки он несколько сместится вниз относительно ее начала. Затем, очень быстро возвращаясь к началу строки, развертывающий луч займет положение, соответствующее началу второй строки, и т. д. После того, как будут прочерчены все строки одного кадра, луч быстро возвратится к началу первой строки, и процесс формирования нового кадра полностью повторится. Для построчного растра характерно то, что цикл развертки периодически повторяется от первой строки до последней, т. е. кадр за кадром.

При чересстрочной развертке (рис. 8, *б*) полное число строк в кадре формируется в два приема — двумя полукадрами (полями). В первом полукадре происходит, например, развертка только нечетных строк, а во втором — только четных строк. Строки второго полукадра размещаются точно посредине между строками первого полукадра. Полный кадр образуется из суммы строк двух полукад-

ров, а строки одного полукадра перемежаются на растре со строками другого полукадра

Необходимое перемежение четных и нечетных строк при чересстрочной развертке получается потому, что общее число строк в кадре выбирается нечетным. Так, если нечетный полукадр начинается с начала строки, то он кончается на половине строки; последующий четный полукадр начинается обязательно с оставшейся половины строки и кончается полной строкой этого полукадра. Вследствие

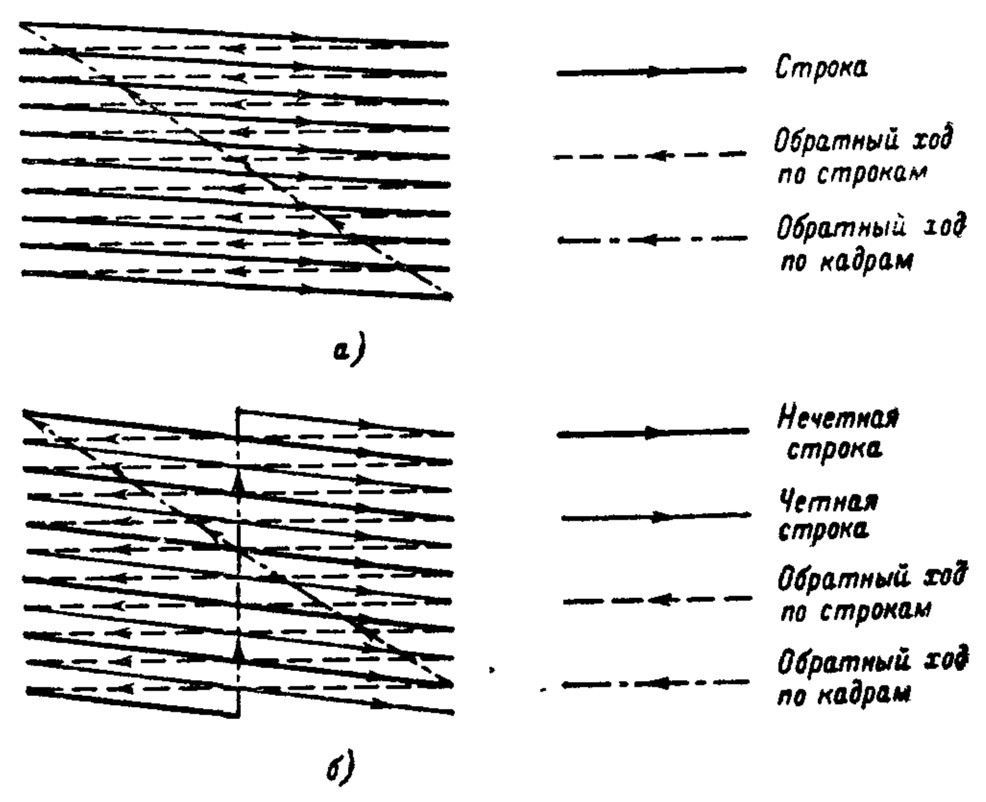


Рис. 8. Телевизионный растр при построчной (*а*) и чересстрочной (*б*) развертках луча.

этого четный и нечетный полукадры оказываются сдвинутыми друг относительно друга по вертикали.

Построчная развертка имеет ограниченное применение и используется иногда только в телевизионных установках узкого назначения. В телевизионном вещании применяется чересстрочная развертка, позволяющая по сравнению с построчной разверткой при прочих равных условиях вдвое сократить требуемую полосу частот сигнала изображения

Как известно, требуемая полоса частот сигнала изображения должна быть тем шире, чем больше строк и кадров передается в единицу времени. С уменьшением числа строк в кадре ухудшается четкость телевизионного изображения по вертикали, а с уменьшением частоты кадров ниже 50 *гц* начинает проявляться неприятное для зрения мерцание экрана.

Чересстрочная развертка позволяет вдвое понизить частоту кадров, а следовательно, и сократить требуемую полосу частот сигнала изображения, сохранив приемлемое качество воспринимаемого зрителем телевизионного изображения.

По стандарту, действующему в нашей стране, полное число строк в кадре составляет $Z=625$ Полный кадр, состоящий из двух полукадров, имеет частоту $n_к=25$ *гц*. Соответственно частота полукадров равна $n_п=50$ *гц*.

СУЩНОСТЬ РАБОТЫ РАЗВЕРТЫВАЮЩИХ И СИНХРОНИЗИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ТЕЛЕВИЗОРА

Управление электронным лучом в кинескопе осуществляется с помощью переменных магнитных полей, создаваемых токами, которые протекают в отклоняющих катушках. Устройства, служащие для создания этих токов, называются развертывающими устройствами или генераторами развертки

Для получения телевизионного растра необходимо иметь две пары отклоняющих катушек, одна из которых перемещает луч в горизонтальном направлении, а другая — в вертикальном направлении. Обе пары отклоняющих катушек совмещены в один общий узел, называемый отклоняющей системой, которая размещается на горловине кинескопа.

Пара отклоняющих катушек, служащая для горизонтального отклонения электронного луча, называется строчными отклоняющими катушками. Другая пара катушек, предназначенная для вертикального отклонения луча, называется кадровыми отклоняющими катушками

Кадровые и строчные отклоняющие катушки электрически связаны с соответствующими генераторами развертки и являются нагрузками этих генераторов.

Одно из основных условий неискаженной передачи телевизионного изображения заключается в том, чтобы положение электронного луча на мишени передающей трубки совпадало с положением светового пятна на экране кинескопа. Это условие требует синхронности и синфазности работы разверток в передающей камере и в телевизоре.

Задача синхронной и синфазной работы генераторов развертки при передаче и приеме изображения решается устройствами синхронизации, входящими в комплекс передающей и приемной аппаратуры.

Для получения сихронизации телевизионный сигнал должен содержать информацию о том, в каком положении в данный момент времени находится электронный луч на мишени передающей трубки, чтобы использовать эту информацию в телевизоре для управления положением светового пятна на экране приемной трубки. При этом нет необходимости передавать эту информацию непрерывно во времени, а достаточно лишь отметить узловые фазы работы генераторов развертки в передающей камере — моменты времени, соответствующие, например, концам строк и полукадров. В этом случае создаются принципиальные возможности обеспечить условия, при которых конец каждой строки и полукадра на экране телевизора совпадает во времени с концом каждой строки и полукадра в передающей камере. В другие моменты времени положения развертывающих лучей будут тоже совпадать, так как развертка луча в телевизоре осуществляется по тому же закону, что и в передающей камере.

Синхронизирующая информация передается в форме прямоугольных импульсов напряжения — синхроимпульсов, добавляемых

к сигналу изображения. Сигнал изображения вместе с синхроимпульсами образует так называемый полный телевизионный сигнал, который часто называют просто видеосигналом.

Сигналы синхронизации должны иметь признаки, отличающие их от сигнала изображения, чтобы можно было выделить синхроимпульсы из видеосигнала, т. е. получить в телевизоре синхронизирующую информацию в чистом виде, наиболее пригодном для ее дальнейшего использования. Такими отличительными признаками являются уровни напряжения, на которых передаются сигналы изображения и сигналы синхронизации.

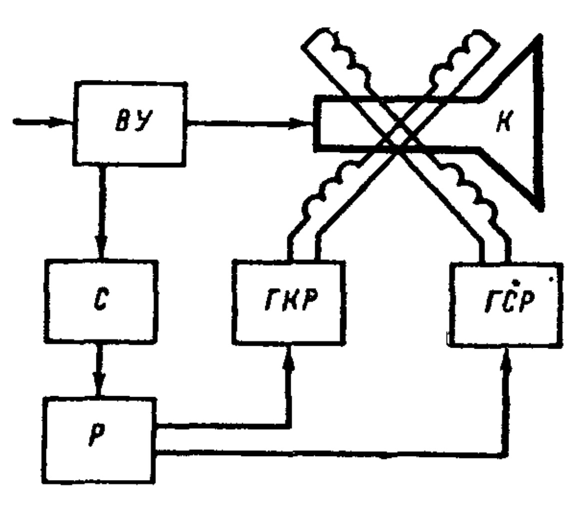


Рис. 9. Тракт формирования телевизионного изображения (*ВУ* — видеоусилитель; *С* — амплитудный селектор; *Р* — разделитель; *ГКР* — генератор кадровой развертки; *ГСР* — генератор строчной развертки; *К* — кинескоп).

Импульсы синхронизации подразделяются на строчные и кадровые. Первые служат для синхронизации в телевизоре генератора строчной развертки, а вторые — для синхронизации задающего генератора кадровой развертки. Строчные и кадровые синхроимпульсы различаются между собой по длительности, что позволяет выделить их отдельно друг от друга — разделить.

Синхронизирующее устройство телевизора выделяет синхроимпульсы из видеосигнала и разделяет их на строчные и кадровые. Затем эти импульсы используются для управления частотой и фазой генераторов развертки телевизора.

Для большей наглядности изложенного рассмотрим блок-схему тракта формирования телевизионного изображения в телевизоре (рис. 9). Он содержит видеоусилитель, с которого видеосигнал подается на управляющий электрод кинескопа. Одновременно с выхода видеоусилителя видеосигнал подводится к селектору, в котором происходит отделение импульсов синхронизации от видеосигнала. На выходе селектора остаются только синхроимпульсы без сигнала изображения.

Затем в последующем блоке-разделителе синхроимпульсы сортируются на строчные и кадровые и поступают соответственно на генераторы строчной и кадровой развертки.

Непосредственно воздействуя на режим работы генераторов развертки, синхроимпульсы заставляют эти генераторы срабатывать в строго определенные моменты времени, т. е. происходит синхронизация генераторов развертки. Каждый из генераторов развертки представляет собой самовозбуждающийся генератор, состоящий обычно из маломощного задающего генератора, работающего в режиме самовозбуждения, и мощного усилителя, нагрузкой которого являются отклоняющие катушки. Задающие генераторы развертки вырабатывают управляющее напряжение необходимой формы.

Усилительная часть схемы транзисторных генераторов развертки чаще всего содержит, кроме выходного каскада, один или два

предварительных каскада, основное назначение которых — получить достаточное усиление в этой части схемы.

СТРУКТУРА ПОЛНОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА

Полный телевизионный сигнал, состоящий из сигналов изображения и сигналов синхронизации, должен удовлетворять следующим требованиям: 1) синхроимпульсы не должны создавать видимых помех на изображении; 2) во время передачи синхроимпульсов сигнал изображения не должен мешать работе синхронизирующих устройств; 3) должна быть предусмотрена возможность наиболее простыми средствами отделять синхроимпульсы от полного телевизионного сигнала и разделять их на строчные и кадровые; 4) форма синхроимпульсов и порядок их следования должны обеспечивать надежную и устойчивую синхронизацию генераторов развертки.

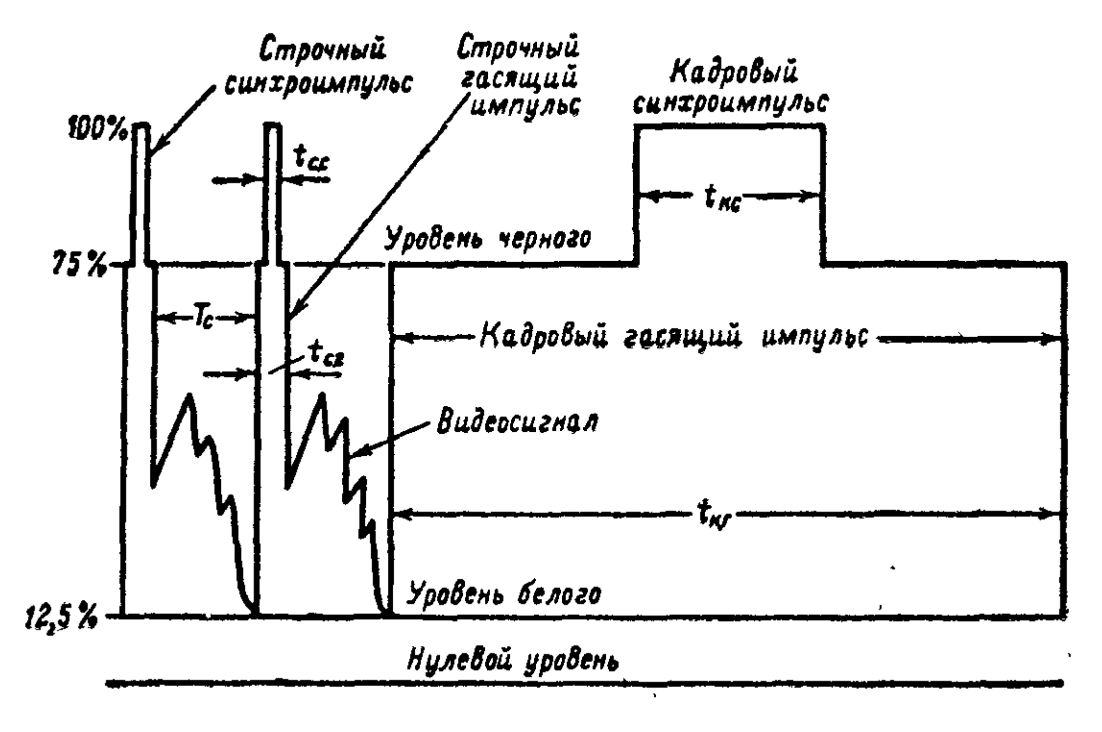


Рис. 10. Упрощенная форма полного телевизионного сигнала.

Рассмотрим изображенную на рис. 10 упрощенную форму стандартного телевизионного сигнала.

Прежде всего обратим внимание на то, что полный телевизионный сигнал условно делится на несколько уровней напряжения. Принимая весь размах полного телевизионного сигнала за 100%, отметим уровень, составляющий 12,5% всего размаха и отсчитываемый от нулевого уровня. Этот уровень соответствует самым светлым участкам изображения и называется уровнем белого.

Уровень, отсчитываемый от нулевого и составляющий 75% от полного размаха телевизионного сигнала, называется уровнем черного. Он соответствует самым темным участкам изображения, т. е. запиранию электронного луча кинескопа.

Сигнал изображения, управляющий яркостью свечения развертывающего пятна на экране приемной трубки, передается во время

прямого хода строчной развертки T_c. Время передачи одной строки составляет $T_c = 54$ *мксек.* По условиям формирования сигнал изображения может принимать только те мгновенные значения напряжения, которые располагаются между уровнем белого и уровнем черного.

Чтобы электронный луч при своем движении во время обратного хода по строкам и кадрам не засвечивал экран, в телевизионный сигнал вводятся специальные гасящие импульсы, вершины которых располагаются на уровне черного. Строчный гасящий импульс имеет длительность $t_{с.г} = 10{,}2—11{,}5$ *мксек*, кадровый гасящий импульс составляет около $t_{к.г} = 1{,}5$ *мсек.*

Для передачи синхроимпульсов используют те моменты времени, когда развертывающий луч совершает обратный ход по строкам и по кадрам. Синхроимпульсы, размах которых составляет примерно 25% размаха полного телевизионного сигнала, располагаются на гасящих импульсах как на пьедестале, т. е. выше уровня черного. Такое положение синхроимпульсов делает их невидимыми на экране кинескопа и обеспечивает возможность их отделения от сигнала изображения. Длительность строчного синхроимпульса составляет $t_{с.с} = 5{,}1$ *мксек*, а длительность кадрового синхроимпульса $t_{к.с} = 192$ *мксек* (т. е. три строки).

Соответственно период строчной развертки равен $H = 64$ *мксек*, а период кадровой развертки $V = 20$ *мсек*. Более 20% всего времени телевизионной передачи отводится для сигналов синхронизации.

Длительность кадрового синхроимпульса превышает длительность строчного синхроимпульса в число раз, равное

$$\frac{t_{с.к}}{t_{с.с}} = \frac{192}{5{,}1} = 37{,}5,$$

Это позволяет воспользоваться сравнительно простыми и достаточно надежными средствами для четкого разделения строчных и кадровых синхроимпульсов.

Полный телевизионный сигнал, используемый на практике, несколько отличается от изображенного на рис. 10. Недостатком рассмотренной нами упрощенной формы телевизионного сигнала является отсутствие в нем сигналов строчной синхронизации во время кадрового гасящего импульса. При этом за время, пока строчные синхроимпульсы отсутствуют, частота колебаний задающего генератора строчной развертки может значительно отклониться от частоты следования синхроимпульсов. После того, как синхроимпульсы опять появятся, потребуется некоторое время, прежде чем задающий генератор строк вновь войдет в синхронизм, так как этот процесс инерционен. Это приведет к нарушению синхронизации в начале кадра, т е. будет искажена верхняя часть изображения. Следовательно, сигналы строчной синхронизации необходимо передавать непрерывно.

В полном телевизионном сигнале (рис. 11), используемом на практике, сигналы строчной синхронизации во время кадровых синхроимпульсов передаются в форме так называемых врезок, расположенных непосредственно на кадровых синхроимпульсах.

При рассмотрении способа формирования чересстрочного растра мы установили, что четный и нечетный полукадры сдвинуты относительно друг друга на время, равное длительности половины строки. В связи с этим временной интервал между соседними строчными и кадровыми синхроимпульсами не остается постоянным для четного и нечетного полукадра. Кроме того, местоположение и число врезок в кадровых синхроимпульсах в четных и нечетных полукадрах тоже получаются неодинаковыми.

Чтобы условия при разделении строчных и кадровых синхроимпульсов в четном и нечетном полукадрах были одинаковыми, частота следования строчных синхронизирующих импульсов удваивается до, во время и после передачи кадрового синхроимпульса. В этом случае структура синхроимпульсов во время передачи кадрового гасящего импульса для четного и нечетного полукадров оказывается одинаковой.

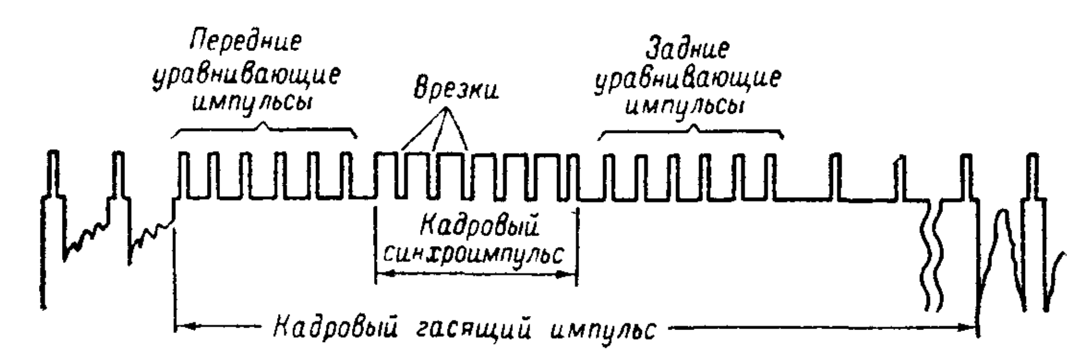


Рис. 11. Форма стандартного телевизионного сигнала.

Удвоение строчных синхроимпульсов достигается введением в промежутки между основными строчными синхроимпульсами и врезками дополнительных импульсов и врезок. Импульсы двойной строчной частоты, следующие до и после передачи кадрового синхроимпульса, называют уравнивающими.

ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К ГЕНЕРАТОРАМ РАЗВЕРТКИ

Для неискаженной передачи телевизионного изображения необходимо, чтобы линейная скорость перемещения луча в плоскости экрана приемной трубки в активные моменты времени работы развертки была по возможности постоянной. Отклонение закона развертки от линейного вызывает специфические искажения телевизионного изображения на экране приемной трубки, выражающиеся в нарушении геометрических пропорций объектов воспроизводимого изображения.

Степень этих искажений характеризуется коэффициентами нелинейности по горизонтали и вертикали. Нелинейность по горизонтали связана с работой строчной развертки, а нелинейность по вертикали — с работой кадровой развертки.

Коэффициенты нелинейности разверток измеряют непосредственно на экране трубки с помощью специальных генераторов, подключаемых на вход видеоусилителя. Испытательный видеосигнал генератора снабжен синхронизирующими импульсами согласно телевизионному стандарту и в активные моменты времени имеет форму прямоугольных симметричных импульсов, следующих с постоянной частотой Частота генератора и уровень испытательного сигнала могут устанавливаться такими, чтобы на экране трубки четко просматривались либо горизонтальные, либо вертикальные чередующиеся светлые и темные полосы. Число полос обычно выбирается от 10 до 20.

Для проверки линейности кадровой развертки измеряют ширину самой узкой и самой широкой горизонтальных полос. Величину коэффициента нелинейности подсчитывают по формуле

$$k_н = 2\frac{A - B}{A + B}100\%, \quad (62)$$

в которой A и B — ширина самой широкой и самой узкой полосок соответственно.

Линейность строчной развертки проверяется аналогично, но для этого используется изображение вертикальных полос.

Следует заметить, что при просмотре нормального телевизионного изображения нелинейные искажения разверток порядка 8—10% почти незаметны для глаза.

В радиолюбительской практике линейность разверток обычно проверяют по стандартной телевизионной испытательной таблице. При хорошей линейности размеры квадратов таблицы примерно одинаковы, а большой круг в центре таблицы имеет более или менее правильную форму.

Другим важным параметром развертывающих устройств является устойчивость синхронизации, которая характеризуется способностью генераторов развертки эффективно работать в режиме вынужденных колебаний, т. е. с частотой следования синхронизирующих импульсов.

Захватывание колебательного процесса в самовозбуждающихся генераторах наиболее устойчиво, когда собственная частота генератора мало отличается от частоты приходящих синхроимпульсов. Однако целый ряд факторов, наиболее существенными из которых являются колебания окружающей температуры и нестабильность напряжения источников питания, вызывают изменение собственной частоты задающего генератора. При этом собственная частота может настолько отличаться от частоты синхроимпульсов, что задающий генератор может выйти из режима вынужденных колебаний, и синхронизация нарушится.

Кроме того, по мере изменения собственной частоты задающего генератора, когда разность между частотой собственных колебаний и частотой синхроимпульсов увеличивается, ухудшается помехоустойчивость. В этом случае синхронизация легче срывается при воздействии помех.

Устойчивость синхронизации характеризуется стабильностью собственной частоты задающего генератора и полосой захвата — областью собственных частот, в пределах которой происходит быстрое захватывание частоты задающего генератора, т. е. уверенное вхождение генератора в режим вынужденных колебаний.

Полоса захвата генераторов кадровой развертки современных телевизоров составляет 10—15 *гц*. Строчная развертка обычно имеет полосу захвата $\pm(500 \div 1\,000)$ *гц*.

Очень важным качеством телевизионной развертки является наличие симметричной чересстрочности, которая характеризуется тем, что строки одного полукадра располагаются точно посредине между строками другого. Значительное нарушение этой симметрии выражается в «слипании» соседних строк кадра, что приводит к потере четкости телевизионного изображения. Симметричность чересстрочной развертки должна сохраняться в пределах полосы захвата задающего генератора или, по крайней мере, в пределах возможного изменения его собственной частоты.

Большое внимание при разработке транзисторных схем развертки должно уделяться стабильности параметров при колебаниях окружающей температуры и при изменениях напряжения источника питания Особенно интенсивные изменения при воздействии этих факторов испытывают размер растра по вертикали и горизонтали, а также линейность развертки.

СПОСОБЫ ПОЛУЧЕНИЯ ПИЛООБРАЗНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ

Смещение луча на экране кинескопа в первом приближении линейно зависит от тока, протекающего в отклоняющих катушках. Следовательно, задача отклонения луча на экране сводится к получению в отклоняющих катушках достаточно больших по величине линейных пилообразных токов.

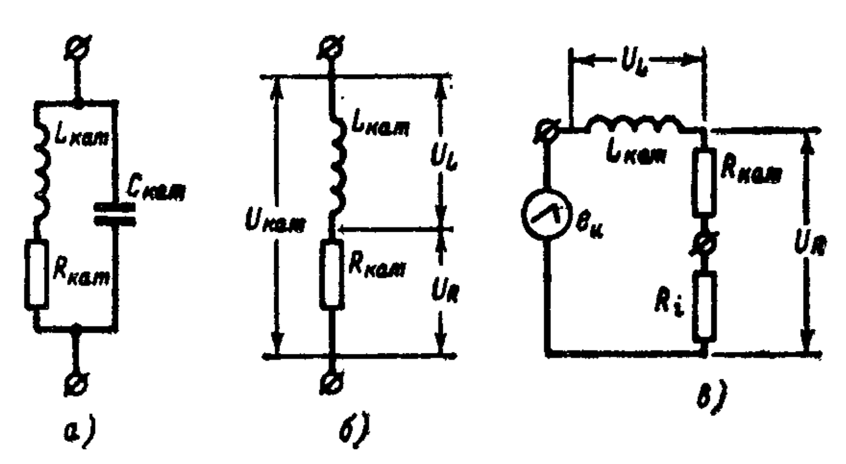


Рис. 12. Эквивалентные схемы.

а — полная эквивалентная схема отклоняющих катушек; *б* — упрощенная эквивалентная схема для кадровых отклоняющих катушек; *в* — полная эквивалентная схема генератора пилообразного тока кадровой частоты.

Форма отклоняющего тока во время обратного хода развертки по строкам и кадрам принципиального значения не имеет, так как в это время информация изображения не передается, а кинескоп заперт гасящим импульсом видеосигнала.

Для оценки геометрических искажений изображения, возникающих вследствие непостоянства скорости перемещения развертывающего луча вдоль строк и по кадру из-за нелинейности пилообразных отклоняющих токов, вводится понятие коэффициента нелинейности пилообразных токов

$$k_н = \frac{V_{макс} - V_{мин}}{V_{ср}} = 2\frac{V_{макс} - V_{мин}}{V_{макс} + V_{мин}}, \quad (63)$$

который равен разности между максимальной и минимальной скоростями изменения тока во времени, отнесенной к средней скорости.

Методы и приемы, которые используются для получения пилообразных токов в строчных и кадровых катушках, различны. Это различие обусловливается тем, что частота пилообразного тока в строчных отклоняющих катушках в 312,5 раза выше частоты пи-

лообразного тока в кадровых отклоняющих катушках. Вследствие этого характер нагрузки у обоих генераторов получается существенно различным

На рис. 12, *а* приведена эквивалентная схема отклоняющей катушки Здесь $L_{кат}$ — индуктивность катушки, $R_{кат}$ — ее активное сопротивление и $C_{кат}$ — межвитковая емкость катушки.

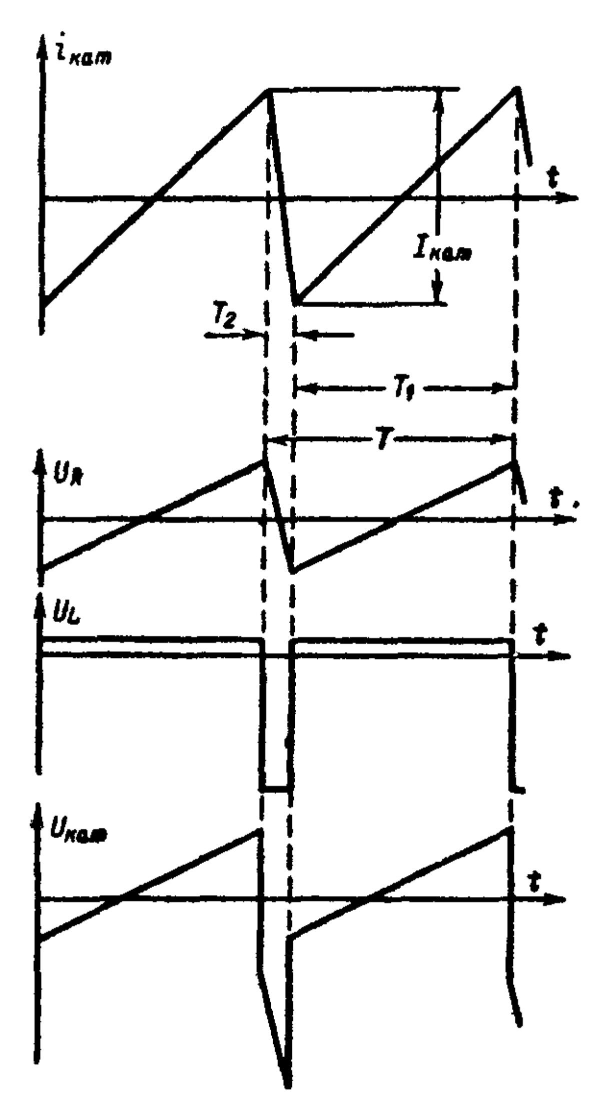


Рис. 13. Эпюры напряжений и токов в кадровых отклоняющих катушках.

На относительно низкой частоте кадровой развертки катушка обладает преимущественным активным сопротивлением и межвитковой емкостью катушки в этом случае можно пренебречь. Индуктивность отклоняющих катушек влияет только в момент обратного хода кадровой развертки, когда изменение тока в катушке имеет наибольшую скорость.

Следовательно, выходной каскад кадровой развертки, нагрузкой которого являются кадровые отклоняющие катушки, оказывается нагруженным на активное сопротивление отклоняющих катушек и в пределах прямого хода развертки представляет собой обычный линейный усилитель, работающий в режиме, аналогичном режиму класса А.

На частоте строчной развертки отклоняющие катушки обладают преимущественно индуктивным сопротивлением. Существенную роль в этом случае играет межвитковая емкость отклоняющих катушек.

Рассмотрим эквивалентную схему (рис 12, *б*) кадровых отклоняющих катушек и выясним, какой формы напряжение нужно подвести к этим катушкам, чтобы получить в них пилообразный ток $i_{кат}$ (рис 13).

Если бы схема (см. рис. 12, *б*) состояла только из активного сопротивления, то к ней, очевидно, потребовалось бы подвести пилообразное напряжение U_R (рис. 13). А если бы эта система состояла только из индуктивности, то, как известно, пилообразный ток в ней можно было бы получить только при условии, что к ней будет подведено прямоугольно-импульсное напряжение U_L (рис. 13).

Нужная форма напряжения получится, если сложить по точкам напряжение на активном сопротивлении и напряжение на индуктивности В результате такого сложения получится пилообразно-импульсное напряжение $U_{кат}$ (рис. 13), которое имеет линейно нарастающий участок во время прямого хода T_1 и импульсный скачок напряжения во время обратного хода T_2. Следовательно, для получения в кадровых отклоняющих катушках пилообразного тока с линейным прямым ходом необходимо на катушки подать пилообразно-импульсное напряжение

Следует отметить, что соотношение между импульсной составляющей U_L и пилообразной составляющей U_R определяется соотношением между индуктивностью $L_{кат}$ и активным сопротивлением $R_{кат}$, т. е. зависит от постоянной времени катушек:

$$\tau_{кат} = \frac{L_{кат}}{R_{кат}}.$$

Чем больше постоянная времени катушек, тем больше должна быть импульсная составляющая напряжения по сравнению с пилообразной составляющей. Идеально линейное нарастание тока в отклоняющих катушках будет в случае, когда соблюдается условие

$$\frac{U_L}{U_R} = \tau_{кат}\left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2}\right). \tag{64}$$

Увеличение или уменьшение импульсной составляющей напряжения на катушках против оптимальной величины, определяемой соотношением (64), приводит к ухудшению линейности пилообразного тока в этих катушках. Однако следует иметь в виду, что это соотношение не учитывает влияния внутреннего сопротивления источника пилообразного-импульсного напряжения R_i, т. е. при выводе его предполагалось, что $R_i = 0$. Количественная взаимосвязь между пилообразной и импульсной составляющими, необходимая для получения линейно изменяющегося тока, с учетом внутреннего сопротивления источника (см. рис. 12, *в*) выражается соотношением

$$\frac{U_L}{U_R} = \frac{L_{кат}}{R_i + R_{кат}}\left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2}\right) = \tau_{экв}\left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2}\right), \tag{65}$$

из которого следует, что при работе от источника с очень большим внутренним сопротивлением эквивалентная постоянная времени катушки $\tau_{экв}$ делается настолько малой, что требуется незначительная импульсная составляющая напряжения, которой можно пренебречь без заметного ухудшения линейности пилообразного тока.

Это положение интересно рассмотреть применительно к транзисторным источникам пилообразно-импульсного напряжения, т. е. с точки зрения выходных каскадов генератора кадровой развертки. Если каскад включен по схеме с общим эмиттером, когда выходное сопротивление R_i относительно велико, требуется небольшое импульсное напряжение А в случае включения каскада по схеме с общим коллектором, когда выходное сопротивление каскада мало, требуется большое импульсное напряжение.

Считая условно амплитудную характеристику каскада линейной, можно сделать следующий вывод. требуемое соотношение между импульсной и пилообразной составляющими напряжения, подводимыми к входному электроду транзистора, зависит от выходного сопротивления каскада. Если каскад обладает большим внутренним сопротивлением для переменного тока в точке подключения отклоняющих катушек, то на его входном электроде напряжение должно быть практически пилообразным, а если каскад имеет малое внут-

реннее сопротивление, то входное напряжение должно иметь значительную импульсную составляющую.

Нужно иметь в виду, что при работе кадровых отклоняющих катушек от источника с очень большим внутренним сопротивлением, несмотря на то, что импульсная составляющая во входном напряжении каскада отсутствует, на катушках произойдет всплеск напряжения, имеющий характер импульсной составляющей, который возникает за счет самоиндукции катушек. В любом случае всплеск напряжения равен:

$$U_L = \frac{I_{\text{кат}} L_{\text{кат}}}{T_2}, \qquad (66)$$

где $I_{\text{кат}}$ — размах отклоняющего тока в катушках.

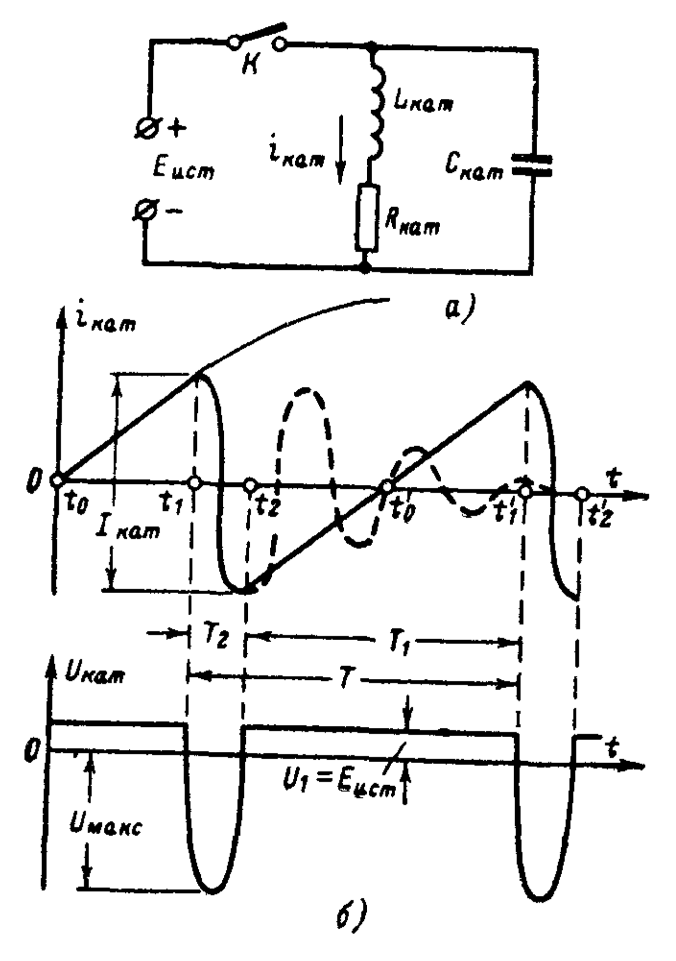


Рис. 14. Схема формирования пилообразного тока с помощью двустороннепроводящего ключа (*а*) и эпюры напряжений и токов (*б*).

Из последнего выражения следует, что увеличение времени обратного хода T_2 вызывает соответственное уменьшение импульсной составляющей, и наоборот. Поэтому, если необходимо уменьшить величину импульсной составляющей (всплеска напряжения на катушке), с необходимостью чего часто приходится сталкиваться на практике, надо уменьшить индуктивность катушки или увеличить время обратного хода развертки. Причем для заданной постоянной времени катушки уменьшение любым способом всплеска напряжения на ней будет сопровождаться ухудшением линейности пилообразного тока или увеличением длительности обратного хода.

Следует заметить, что все приведенные рассуждения в полной мере справедливы только для идеализированной кадровой отклоняющей катушки, которая не обладает собственной емкостью На практике эта емкость все же оказывает влияние, несколько видоизменяя форму импульсов обратного хода На частоте строчной развертки постоянная времени отклоняющих катушек становится сравнимой с периодом строчной развертки. Если бы в этих условиях этой емкостью можно было пренебречь, то для получения пилообразного тока в катушках достаточно было бы подвести к ним только импульсное напряжение без пилообразной составляющей. Однако из-за действия емкости катушек форма пилообразного тока очень сильно искажается, так как на нее накладываются затухающие гармонические колебания тока, возникающие в колебательном контуре, образованном индуктивностью катушек и их собственной емкостью. Этот процесс обязан своим происхождением тому, что период собственных колебаний контура получается на практике соизмеримым с периодом строчной развертки.

Для уменьшения паразитной емкости отклоняющих катушек необходимо сокращать число витков, т. е. уменьшать индуктивность катушек, а для гашения паразитных колебаний нужно шунтировать катушки активным сопротивлением, чтобы колебательный процесс в катушках был апериодическим. Все это связано с резким возрастанием мощности генератора строчной развертки, что делает схему неэкономичной.

В телевизионных генераторах строчной развертки для повышения их эффективности применяется специальный способ формирования пилообразного отклоняющего тока, использующий собственные колебания в отклоняющих катушках. На рис. 14 приведена простейшая идеализированная схема генератора пилообразного тока строчной частоты, поясняющая этот способ, и даны эпюры токов и напряжений на отклоняющих катушках, характерные для этого способа.

При замыкании ключа *К* в момент времени t_0 через отклоняющие катушки начинает протекать ток $i_{\text{кат}}$, нарастающий по экспоненциальному закону. Заметим, что начальный участок экспоненты имеет малую кривизну и изменение тока на этом участке происходит почти линейно во времени. Чтобы линейность отклоняющего тока была удовлетворительной, нарастание тока не должно заходить высоко в область, отмеченную на рис. 14 тонкой линией. Это условие можно удовлетворить, если соответствующим образом выбрать параметры отклоняющих катушек, пользуясь соотношением

$$k_{\text{н}} = \frac{T_1}{\tau_{\text{кат}}} = T_1 \frac{R_{\text{кат}}}{L_{\text{кат}}}, \qquad (67)$$

в котором $k_{\text{н}}$ — коэффициент нелинейности отклоняющего тока.

Если в момент времени t_1 разомкнуть ключ *К*, то в контуре, образованном индуктивностью $L_{\text{кат}}$ и емкостью $C_{\text{кат}}$, возникнут гармонические затухающие колебания с частотой, равной резонансной частоте контура. Во время, предшествующее моменту t_1, гармонические колебания в контуре отсутствовали, так как контур был зашунтирован низким выходным сопротивлением источника питания.

После выключения источника питания в момент времени t_1 ток контура, изменяясь по гармоническому закону, начнет уменьшаться. Уменьшаясь, он достигнет нулевого значения, изменит свое направление в катушках и снова начнет увеличиваться по абсолютной величине. Если бы ключ *К* был оставлен в разомкнутом состоянии длительное время, то ток в контуре имел бы форму, отмеченную на рис. 14 штриховой линией.

По прошествии времени обратного хода T_2 в момент времени t_1 ключ *К* замыкается. Источник питания, подключенный к контуру, зашунтирует его. Гармонические колебания в контуре прекратятся, и ток в катушках опять будет изменяться почти линейно.

На первой стадии прямого хода T_1 ток в катушках начнет уменьшаться по абсолютному значению. Направление тока в это

время таково, что энергия от источника питания не потребляется, а наоборот — возвращается источнику, т. е. происходит подзаряд источника энергией, запасенной в катушке.

На второй стадии прямого хода T_1, когда направление тока в катушке изменится на обратное, катушка вновь начнет запасать в себе энергию, потребляя ток от источника питания.

Таким образом, ток через ключ K проходит в двух направлениях. Поэтому схему, изображенную на рис. 14, называют схемой с двустороннепроводящим (двусторонним) ключом. Работа этой схемы основана на использовании электрических процессов в чисто реактивных элементах, и если бы можно было устранить потери

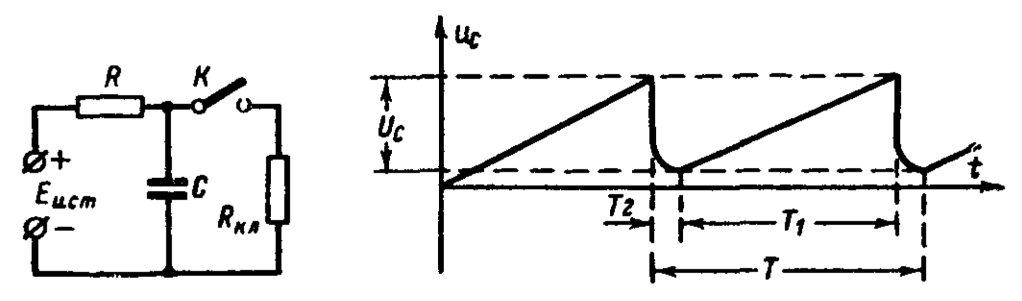


Рис. 15. Формирование пилообразного напряжения с помощью разрядной цепочки.

в паразитных активных цепях, то такая схема не потребляла бы активной мощности от источника питания. На практике, к сожалению, потери активной мощности весьма значительны.

В схеме с двусторонним ключом параметры колебательного контура, образованного индуктивностью катушки и ее емкостью, выбирают так, чтобы этот контур был настроен на частоту, период которой в 2 раза больше времени обратного хода строчной развертки. Это условие обеспечивает требуемую длительность обратного хода.

Во время обратного хода развертки вследствие резонансных явлений в контуре возникает всплеск напряжения $U_{м.к}$, представляющий собой полпериода гармонических колебаний напряжения, сдвинутого во времени относительно тока этой катушки на время, равное четверти периода гармонического колебания. Напряжение опережает ток по фазе на 90°.

В реальном транзисторном выходном каскаде строчной развертки роль двустороннего ключа выполняет транзистор в совокупности с полупроводниковым диодом. При этом транзистор работает в ключевом режиме и управляется импульсами напряжения.

Основной метод получения пилообразного напряжения заключается в использовании явления заряда и разряда конденсатора. Рассмотрим схему, изображенную на рис. 15. При включении источника питания конденсатор C постепенно заряжается через резистор R, и напряжение на конденсаторе возрастает по экспоненциальному закону. Если для заряда конденсатора используется начальный участок экспоненты, то закон изменения напряжения на конденсаторе будет почти линейным.

По прошествии времени T_1 замкнем ключ K. Если сопротивление резистора R существенно превышает внутреннее сопротивление ключа $R_{кл}$, то конденсатор сравнительно быстро разрядится. При размыкании ключа конденсатор вновь начнет заряжаться.

Таким образом, разряжая конденсатор через равные промежутки времени, можно получить на конденсаторе напряжение, меняющееся по пилообразному закону. Частота пилообразного напряжения в этой схеме равна частоте, с которой работает ключ, а длительность обратного хода определяется временем, в течение которого ключ остается в замкнутом состоянии.

Размах пилообразного напряжения определяют по формуле

$$U_c = \frac{T_1}{\tau_{зар}} E_{ист} = \varepsilon E_{ист}, \tag{68}$$

в которой $\tau_{зар} = RC$ — постоянная времени цепи заряда, а

$$\varepsilon = \frac{U_c}{E_{ист}}$$

— коэффициент использования напряжения источника питания.

Коэффициент нелинейности пилообразного напряжения связан с параметрами схемы следующим соотношением

$$k_н = \frac{T_1}{\tau_{зар}}, \tag{69}$$

т. е. численно равен коэффициенту использования напряжения источника питания $k_н = \varepsilon$. Размах пилообразного напряжения на емкости C связан с коэффициентом нелинейности следующим образом:

$$U_c = k_н E_{ист} \tag{70}$$

Последнее выражение показывает, что при неизменном напряжении источника питания по мере увеличения размаха пилообразного напряжения, которое может быть осуществлено уменьшением постоянной времени заряда $\tau_{зар}$, линейность ухудшается. Единственным средством увеличения размаха U_c при заданном неизменном коэффициенте нелинейности является увеличение напряжения источника питания.

В рассмотренном примере прямому ходу пилообразного напряжения соответствует заряд конденсатора, т. е. конденсатор медленно заряжается через резистор R и быстро разряжается через малое сопротивление ключа. Однако схема может быть построена и так, что стадии прямого хода будет соответствовать не заряд, а разряд конденсатора. В этом случае конденсатор C медленно разряжается и быстро заряжается. Все сделанные ранее выводы справедливы и для этого случая, если вместо величины $\tau_{зар}$ пользоваться величиной $\tau_{раз}$ — постоянной времени разряда.

В качестве ключа в схемах формирования пилообразного напряжения может быть использован транзистор, включенный по любой из известных схем. Такой транзисторный каскад чаще всего работает в ключевом режиме и управляется короткими импульсами напряжения, длительность которых равна требуемому времени обратного хода, а частота следования которых соответствует требуемой частоте пилообразного напряжения.

Для улучшения линейности пилообразного напряжения применяются различные методы линеаризации, позволяющие при неизменном размахе этого напряжения несколько улучшить его линейность. Простейшим способом линеаризации является использование на выходе разрядного каскада двойной интегрирующей цепочки.

На рис. 16 представлена схема разрядного каскада с двойной интегрирующей цепью. Разрядная цепочка R_1C_1, являющаяся пер-

вым интегрирующим звеном, включена в эмиттер транзистора. Второе интегрирующее звено R_2C_2 работает так, что на конденсаторе C_2 образуется напряжение, кривизна которого противоположна кривизне пилообразного напряжения на конденсаторе C_1. Форма напряжения в какой-либо точке вдоль потенциометра R_2 определяется суммированием в определенной пропорции напряжений на конденсаторах C_1 и C_2.

Перемещая ползунок потенциометра R_2, всегда можно найти такую точку, форма напряжения в которой имеет меньшую нелинейность, чем нелинейность напряжения на конденсаторе C_1

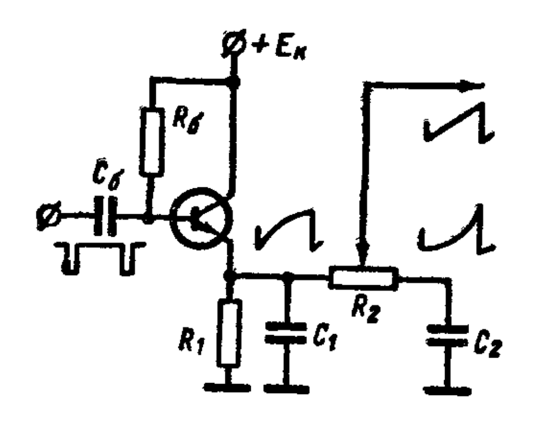


Рис. 16. Разрядный каскад с двойной интегрирующей цепью.

Практически схема с двойной интегрирующей цепочкой позволяет при неизменном размахе пилообразного напряжения уменьшить его коэффициент нелинейности по сравнению со схемой, содержащей только одно интегрирующее звено, в 1,5—2 раза. Потенциометр R_2 в этой схеме может служить регулятором линейности пилообразного напряжения, способным эффективно корректировать форму пилообразного напряжения.

Приемным электроннолучевым трубкам с большим углом отклонения свойственны искажения линейности разверток по строкам и кадрам, проявляющиеся в том, что середина изображения получается сжатой, а края — растянутыми Причина этих искажений состоит в том, что изменение величины отклоняющего тока пропорционально не линейному смещению луча на экране кинескопа, а его угловому смещению относительно оси симметрии колбы.

Для коррекции указанных геометрических искажений приемных трубок стремятся пилообразному отклоняющему току придать *S*-образную форму, при которой скорость изменения отклоняющего тока в начале и в конце строки будет меньше, чем скорость в ее середине. Способы коррекции этого вида нелинейных искажений будут нами рассмотрены ниже при рассмотрении конкретных схем строчной и кадровой разверток.

Поскольку размер изображения по горизонтали больше, чем размер по вертикали, то *S*-образная форма отклоняющего тока строчной развертки должна быть более подчеркнута по сравнению с формой отклоняющего тока кадровой развертки.

Глава третья

ЭЛЕМЕНТЫ СХЕМ ТРАНЗИСТОРНЫХ СИНХРОНИЗИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

ПРИНЦИП РАБОТЫ АМПЛИТУДНОГО СЕЛЕКТОРА

В полном телевизионном сигнале синхроимпульсы и сигнал изображения размещены на различных уровнях напряжения. Синхроимпульсы составляют 25% размаха полного телевизионного сигнала и располагаются выше уровня черного, т. е. выше всех других составляющих видеосигнала.

Это позволяет для отделения импульсов синхронизации от полного телевизионного сигнала воспользоваться методом амплитудной селекции, который заключается в том, что с помощью амплитудного ограничителя подавляются все сигналы, располагающиеся по одну сторону от уровня ограничения, а на выход проходят только сигналы синхронизации.

Роль такого ограничителя выполняет так называемый амплитудный селектор, обычно представляющий собой усилительный каскад, работающий в специально выбранном режиме.

Схема простейшего амплитудного селектора, выполненного на транзисторе, приведена на рис. 17. На вход каскада подается видеосигнал положительной полярности с тем, чтобы транзистор открывался синхроимпульсами. В приведенной схеме . применен транзистор проводимости типа *n-p-n*. При подаче на вход амплитудного селектора видеосигнала отрицательной полярности в каскаде следует применять транзистор проводимости типа *p-n-p*. При этом, естественно, полярность напряжения питания должна быть изменена на обратную.

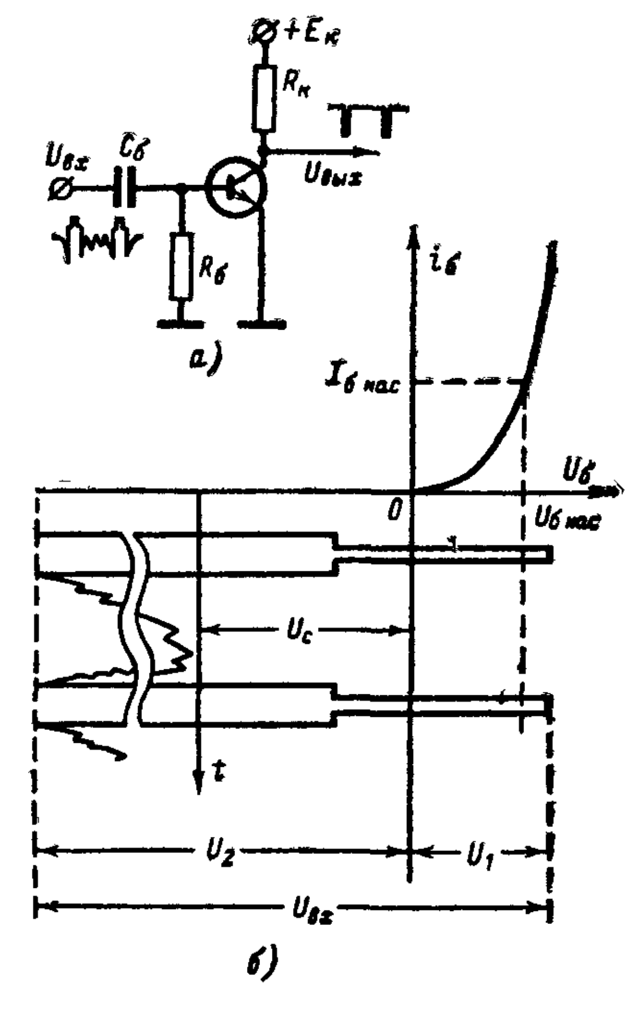


Рис. 17. Упрощенная схема амплитудного селектора (*а*) и принцип отделения синхроимпульсов (*б*).

Прежде чем рассмотреть принцип работы транзисторного амплитудного селектора, заметим, что все рассуждения, касающиеся приведенной схемы с транзистором проводимости типа *n-p-n*, в равной степени справедливы и для транзисторов проводимости типа *p-n-p*, если учесть изменение полярностей напряжений и направления токов.

Режим транзистора, используемого в амплитудном селекторе, выбирается так, чтобы в растворе входной динамической характеристики (рис. 17) между значениями напряжений на базе $U_б=0$ и $U_б=U_{б.нас}$ размещалась часть синхронизирующего импульса U_1.

При этом за счет односторонней проводимости эмиттерно-базового перехода входная цепь транзистора будет закрыта для той части полного телевизионного сигнала U_2, которая имеет отрицательный относительно эмиттера потенциал. Гасящие импульсы и сигнал

изображения будут располагаться за линией отсечки базового тока, т. е. в той области, где ток базы и, следовательно, ток коллектора равны нулю.

Верхняя часть синхроимпульса располагается в той области напряжения на базе, где удовлетворяется условие $I_б > I_{б.нас}$. За счет насыщения коллекторного тока на выходе каскада происходит ограничение синхроимпульса по амплитуде.

Таким образом, на выход каскада проходит и усиливается только та часть сигнала, которая размещается в пределах раствора входной динамической характеристики. Если режим каскада выбран правильно, то синхроимпульс отделяется от полного телевизионного сигнала и ограничивается с двух сторон: снизу — за счет отсечки и сверху — за счет насыщения транзистора.

ФИКСАЦИЯ ПОЛОЖЕНИЯ СИНХРОИМПУЛЬСОВ ВО ВХОДНОЙ ЦЕПИ АМПЛИТУДНОГО СЕЛЕКТОРА

В процессе работы телевизора размах видеосигнала, подводимого к амплитудному селектору, может изменяться. Вместе с тем из-за потери постоянной составляющей видеосигнала в разделительной емкости $C_б$ уровень, соответствующий верхушкам синхроимпульсов, в зависимости от формы видеосигнала может существенно смещаться. Периодическое смещение верхушек синхроимпульсов могут вызывать пульсации напряжения источника питания, попадающие на вход амплитудного селектора вместе с видеосигналом.

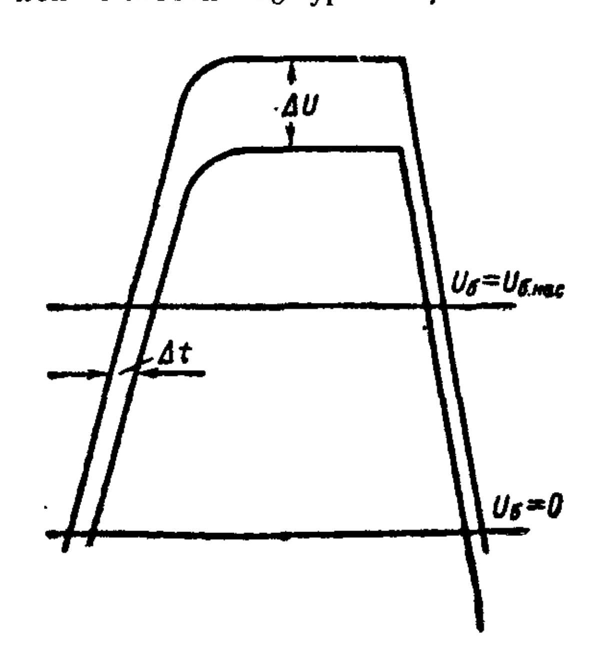


Рис. 18. Смещение фронтов импульса во времени при изменении его уровня относительно напряжений отсечки и насыщения.

Все эти факторы обусловливают неустойчивость положения синхроимпульсов относительно напряжений отсечки и насыщения в амплитудном селекторе. В конечном итоге такая неустойчивость приводит к сдвигу во времени фронтов выходных синхроимпульсов, так как любой импульс имеет конечное значение времен нарастания и среза.

Для пояснения этого явления обратимся к рис. 18. На нем изображены два совершенно одинаковых по форме синхроимпульса, сдвинутых относительно друг друга по высоте на величину напряжения ΔU. Для наглядности начала этих импульсов совмещены во времени.

Предположим, что рассматриваемые импульсы, имеющие конечные значения времен нарастания и среза, действуют на входе двустороннего ограничителя с верхним порогом ограничения на уровне $U_б = U_{б.нас}$ и нижним порогом ограничения на уровне $U_б = 0$. Тогда на выход ограничителя пройдет только та часть импульсов, которая заключена между уровнями $U_б = U_{б.нас}$ и $U_б = 0$. При этом, как это следует из рис. 18, начала импульсов на выходе ограничителя окажутся сдвинутыми относительно друг друга на время Δt.

Ко всему сказанному следует добавить, что существенные искажения временных соотношений в синхронизирующие импульсы вносятся самим транзистором, так как коэффициент насыщения во время действия каждого из этих импульсов и запирающее напряжение после каждого импульса получаются различными.

Такие искажения приводят к ухудшению параметров синхронизации, проявляющемся в смещении строк растра относительно друг друга при импульсной синхронизации и в изгибе вертикальных линий изображения при инерционной синхронизации

Поэтому очень важно верхний уровень верхушек синхроимпульсов поддерживать по возможности на определенном и постоянном относительно напряжений отсечки и насыщения уровне, т. е. осуществить фиксацию положения синхроимпульсов.

В приведенной схеме амплитудного селектора (см. рис. 17) положение синхроимпульсов относительно раствора входной динамической характеристики транзистора поддерживается автоматически. Необходимое напряжение смещения вырабатывается здесь за счет заряда конденсатора $C_б$ импульсами синхронизации через прямо смещенный диод эмиттерно-базового перехода.

В момент достижения синхроимпульсом такой величины, когда напряжение на базе станет положительным, эмиттерно-базовый переход открывается, и в цепи базы начинает протекать входной ток, заряжающий конденсатор $C_б$. Обкладка конденсатора, соединенная с базой, заряжается отрицательно, а противоположная ей обкладка — положительно.

Если постоянная времени разряда конденсатора $\tau_{раз} = R_б C_б$ достаточно велика, то за время между двумя соседними синхроимпульсами конденсатор не будет успевать существенно разряжаться, и базовая цепь транзистора получит постоянное напряжение смещения $U_с$, смещающее положение видеосигнала относительно уровня отсечки $U_б = 0$ в сторону отрицательных значений напряжения на базе.

Напряжение автоматического смещения, действующее на базе транзистора, способствует стабилизации положения синхроимпульсов в растворе входной динамической характеристики. Если почему-либо уровень импульсного напряжения на базе уменьшится, и синхроимпульс сместится в сторону отрицательных напряжений, то это вызовет уменьшение отрицательного напряжения на конденсаторе $C_б$. В результате синхроимпульс сместится в сторону положительных значений напряжения так, что верхушка синхроимпульса останется почти на прежнем уровне.

Следует заметить, что фиксация уровня синхроимпульсов в амплитудном селекторе, выполненном на транзисторе, действует менее эффективно, чем привязка синхроимпульсов в аналогичной ламповой схеме.

В лампе часть размаха напряжения синхроимпульса, которая заходит в область сеточных токов, очень мала по сравнению с размахом напряжения всего видеосигнала. Поэтому даже существенные медленные изменения, например, размаха видеосигнала не приводят к сколь-нибудь заметному смещению верхушек синхроимпульсов от уровня привязки

В транзисторном амплитудном селекторе синхроимпульсы глу-

4—1387

боко заходят в область прямых напряжеиий на эмиттерном переходе, так как управление транзистором сопровождается протеканием в его входной цепи значительного управляющего тока. Следовательно, траизистор управляется менее стабильной частью импульсов, расположенных значительно выше уровня привязки.

Этими же соображениями объясняется и то обстоятельство, что привязка синхроимпульсов в ламповой схеме обладает лучшей способностью подавлять низкочастотные помехи, проникающие на вход амплитудного селектора вместе с видеосигналом.

ВЫБОР РЕЖИМА РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА В СХЕМЕ АМПЛИТУДНОГО СЕЛЕКТОРА

Режим работы транзистора в схеме амплитудного селектора выбирается таким образом, чтобы стабильное двустороннее ограничение синхроимпульсов наступало при возможно меньшем напряжении видеосигнала на входе каскада. Для этого необходимо выбрать

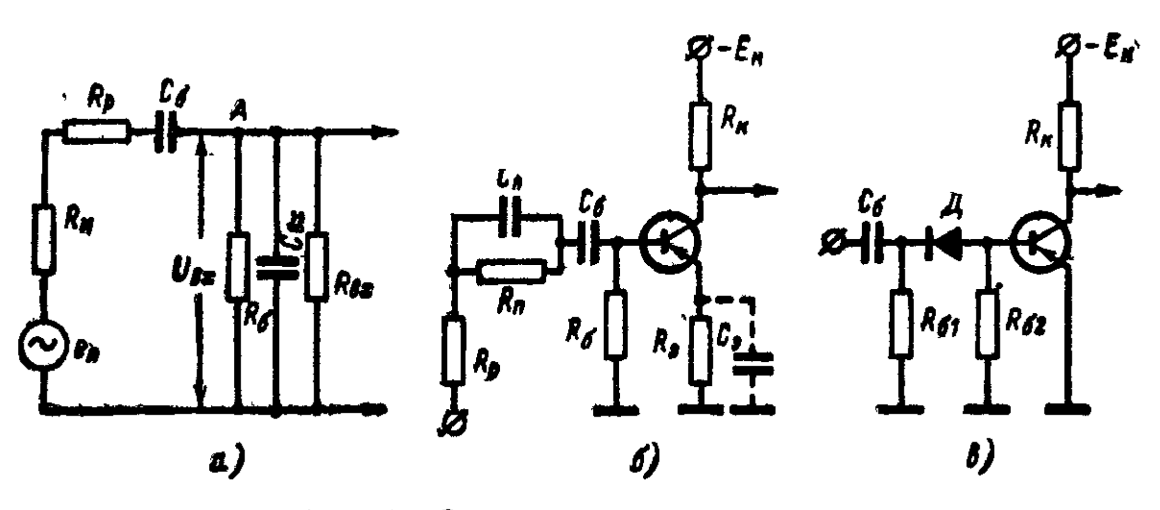


Рис. 19. Эквивалентные схемы.

а — эквивалентная схема входной цепи амплитудного селектора; *б* — полная схема амплитудного селектора; *в* — амплитудный селектор с разделенным входом.

правильное соотношение между элементами входной цепи транзистора.

Входная цепь амплитудного селектора может быть представлена эквивалентной схемой, приведенной на рис. 19, *а*. Здесь $e_и$ — э. д. с. источника видеосигнала, т. е. размах видеосигнала в точке *А*, когда источник не нагружен входной цепью транзистора; $R_р$ — развязывающий резистор, служащий для уменьшения влияния входной емкости транзистора и емкости монтажа на частотную характеристику видеоусилителя; $C_{вх}$ — входная емкость транзистора; $R_{вх}$ — активиое входное сопротивлеиие транзистора.

В процессе работы амплитудного селектора входное сопротивление транзистора изменяется в довольно широких пределах. Когда транзистор находится в режиме отсечки базового тока, величина $R_{вх}$ мала и равна сопротивлению обратно смещенного эмиттерно-базового перехода. В это время входная емкость $C_{вх}$ определяется емкостью этого перехода.

В области активного режима активная составляющая входного сопротивления резко уменьшается. Учитывая это, влиянием емкости $C_{вх}$ в этой области без большой погрешности можно пренебречь и считать входное сопротивление транзистора чисто активным, равным значению сопротивления $R'_{вх}$, которое определяется по входной статической характеристике транзистора при $U_к=0$, как

$$R'_{вх} = \frac{U_{б.нас}}{I_{б.нас}}.$$

В области насыщенного режима, по мере увеличения коэффициента насыщения, входное сопротивление транзистора еще больше уменьшается, стремясь в пределе к величине сопротивления эмиттерно-базового перехода $r_{б.э}$.

Если результирующее сопротивление входной цепи $R_{н.экв}=R_н+R_р$ выбрано слишком большим по сравнению с сопротивлением $R'_{вх}$, то на вход амплитудного селектора попадает только небольшая часть синхроимпульсов, так как активная составляющая входного сопротивления транзистора резко уменьшается при переходе из режима отсечки в область активного режима. Размах синхроимпульсов, действующих непосредственно на базе, может быть таким малым, что в раствор входной характеристики транзистора будет попадать часть сигнала изображения. Чтобы этого не произошло, выбор сопротивления $R_{н.экв}$ должен производиться из условия

$$R_{н.экв} \leqslant 0,25\,\frac{e_н B}{I_{к.нас} S_{нас}} - R'_{вх}. \qquad (71)$$

Последняя формула позволяет однозначно выбрать соотношение между э.д.с. источника видеосигнала и суммарным сопротивлением входной цепи для конкретного режима работы цепи коллектора, т. е. с учетом сопротивления нагрузки каскада. Пользуясь формулой (71), следует иметь в виду, что э.д.с. источника сигнала не постоянна и изменяется в зависимости от положения регулятора контрастности, величины сигнала на входе телевизора и эффективности работы АРУ. Поэтому в формуле (71) под величиной $e_и$ подразумевается минимальное значение $e_и$, при котором еще должна устойчиво работать синхронизация.

Величина сопротивления резистора $R_б$ определяет скорость разряда конденсатора $C_б$ в то время, когда транзистор заперт. В установившемся режиме последовательных циклов заряда и разряда конденсатора $C_б$ на нем устанавливается постоянное напряжение, зависящее от сопротивления резистора $R_б$. С уменьшением сопротивления $R_б$ конденсатор $C_б$ разряжается быстрее, что приводит к уменьшению постоянного напряжения, накопленного конденсатором. В установившемся режиме заряда и разряда конденсатора количество электричества, которое конденсатор отдает во время разряда, всегда равно количеству электричества, которое накапливается на конденсаторе во время его заряда. Поэтому с уменьшением сопротивления резистора $R_б$ конденсатор отдает больше количества электричества во время разряда, а следовательно, увеличивается и ток заряда конденсатора, т. е. увеличивается базовый ток в импульсе. Это приводит к увеличению коэффициента насыщения.

Автоматическая фиксация верхушек синхроимпульсов на определенном уровне позволяет обходиться без глубокого насыщения транзистора. Транзисторный амплитудный селектор вполне стабильно

работает при значениях коэффициента насыщения в пределах $S_{нас} = 1{,}5 \div 2{,}0$. Большее значение $S_{нас}$ следует выбирать в случае, когда размах видеосигнала на входе селектора изменяется в больших пределах.

Выбор требуемого сопротивления $R_б$ по заданной величине коэффициента насыщения может быть произведен по следующей приближенной формуле:

$$R_б \approx 25 \frac{R_н + R_р}{S_{нас}} . \qquad (72)$$

Если сопротивление $R_б$ будет выбрано слишком малым, то коэффициент насыщения будет чрезмерно большим. Большая часть синхроимпульса зайдет глубоко в область малых входных сопротивлений транзистора. Пропорциональность между размахами синхросигнала и сигнала изображения существенно нарушится. При этом часть сигнала изображения, прилегающая непосредственно к уровню черного, может войти в область активного режима, что в свою очередь может вызвать нарушение нормальной работы селектора.

При использовании германиевых транзисторов сопротивление $R_б$ не следует выбирать слишком большим, так как это ухудшает термостабильность каскада. Дело в том, что по мере увеличения окружающей температуры увеличивается и величина обратного тока эмиттерно-базового перехода $I_{э0}$. Этот ток способствует более быстрому разряду конденсатора $C_б$, т. е. воспринимается последним так же, как и уменьшение сопротивления $R_б$.

С этой точки зрения средний ток разряда конденсатора $C_б$, протекающий через резистор $R_б$, должен быть существенно больше обратного тока эмиттера, который имеет место при наивысшей возможной температуре окружающего воздуха. Термостабильность каскада будет удовлетворительной, если выполнить условие

$$R_б \leqslant (0{,}1 \div 0{,}3) \frac{e_н}{I_{э\,0\,макс}} , \qquad (73)$$

где $I_{э\,0\,макс}$ — обратный ток эмиттера при наивысшей температуре окружающего воздуха.

Следует иметь в виду, что уменьшение сопротивления $R_б$ вызывает, кроме всего прочего, соответствующее уменьшение входного сопротивления каскада, так как при этом возрастает импульсный ток, потребляемый от источника видеосигнала.

Улучшение термостабильности каскада, работающего в схеме амплитудного селектора, может быть достигнуто применением схемы с разделенным входом (рис. 19, *в*). В этой схеме обратный ток эмиттера не участвует в разряде конденсатора $C_б$ и, кроме того, величина сопротивления $R_{б2}$ может быть выбрана достаточно малой. В тот момент, когда транзистор находится в режиме отсечки, диод *Д* заперт и обратный ток эмиттера протекает через сравнительно небольшое сопротивление $R_{б2}$ в то время, как конденсатор $C_б$ разряжается через сопротивление $R_{б1}$.

Для использования в схеме амплитудного селектора с разделенным входом наиболее пригодны точечные диоды с большим обратным сопротивлением. Обладая малой проходной емкостью (0,1—0,3 *пф*), такой диод эффективно устраняет влияние входной емкости каскада на частотную характеристику видеоусилителя, что позволяет существенно уменьшить величину разделительного резистора $R_р$.

В этой схеме сопротивление $R_{б2}$ выбирается из условия обеспечения требуемой термостабильности каскада, а сопротивление $R_{б1}$ — из условия обеспечения постоянства режима разряда конденсатора $C_б$ с тем, чтобы на средний ток разряда не оказывал существенного влияния изменяющийся от температуры обратный ток разделительного диода.

Иногда для улучшения условий взаимозаменяемости транзисторов в эмиттерную цепь селектора включается стабилизирующий резистор $R_э$ (рис. 19, *б*). В этом случае входное сопротивление каскада в области активного режима увеличивается на величину $BR_э$, что означает расширение раствора входной динамической характеристики транзистора. При этом размах видеосигнала, подводимого ко входу каскада, должен быть увеличен. Требуемое соотношение между э.д.с. источника видеосигнала и элементами входной цепи для выбранного режима в коллекторе выражается следующей формулой:

$$R_и + R_р \leqslant 0{,}25 \frac{e_и B}{I_{к\,нас} S_{нас}} - \left(R'_{вх} + BR_э\right) . \qquad (74)$$

Для уменьшения времени переключения стабилизирующий резистор $R_э$ полезно зашунтировать конденсатором (0,02—0,1 *мкф*).

В транзисторном амплитудном селекторе емкость разделительного конденсатора $C_б$ должна быть выбрана достаточно большой. При малой емкости этого конденсатора за счет искажения переходной характеристики в области больших времен могут искажаться вершины кадровых синхронизирующих и гасящих импульсов, что может вызвать выход транзистора из режима насыщения сразу же после окончания кадрового гасящего импульса. Это неизбежно приведет к искривлению вертикальных линий изображения в верхней части растра. Емкость конденсатора $C_б$ должна быть порядка 5—20 *мкф*.

Для защиты входной цепи амплитудного селектора от импульсных помех малой длительности в цепь базы транзистора обычно вводится цепочка $R_пC_п$ (рис. 19, *б*), постоянная времени которой выбирается в 2 раза меньше периода строчной развертки.

Эта цепочка работает так, что с приходом короткого импульса помехи конденсатор $C_п$ заряжается этим импульсом, и напряжение на конденсаторе несколько возрастает. В то же время напряжение на конденсаторе $C_б$ практически не изменяется, так как емкость конденсатора $C_б$ значительно превышает емкость конденсатора $C_п$.

По окончании действия помехи конденсатор $C_п$ быстро разряжается на сопротивление резистора $R_п$. Поэтому влияние помехи проявляется в этой схеме только в момент ее действия, т. е. занимает относительно малый промежуток времени.

Если же цепочка $R_пC_п$ отсутствует, то с приходом импульса помехи напряжение на конденсаторе $C_б$ резко изменяется и транзистор запирается на довольно длительное время, значительно превышающее длительность помехи. Группа синхроимпульсов, следующая сразу после помехи, не сможет открыть транзистор до тех пор, пока напряжение на конденсаторе не уменьшится до нормальной величины. Для эффективной работы цепи $R_пC_п$ емкость конденсатора $C_п$ должна быть по крайней мере в 10—20 раз меньше емкости $C_б$.

Нагрузкой выходной цепи транзисторного амплитудного селектора обычно является последующий транзисторный каскад, служащий для усиления и дополнительного ограничения синхроимпульсов. Входное сопротивление такого каскада бывает невысоким, а поэтому

полное сопротивление нагрузки в коллекторной цепи амплитудного селектора должно определяться с учетом входного сопротивления следующего каскада по формуле

$$R_{н} = \frac{R_{к} R_{вх}}{R_{к} + R_{вх}}, \qquad (75)$$

где $R_{к}$ — сопротивление резистора в коллекторной цепи селектора, а $R_{вх}$ — входное сопротивление следующего каскада. С учетом этого ток коллектора, соответствующий режиму насыщения селекторного каскада, должен определяться по формуле

$$I_{к.нас} = \frac{E_{к}}{R_{н}}. \qquad (76)$$

Полное сопротивление в коллекторной цепи амплитудного селектора выбирают с учетом допустимого увеличения длительности синхроимпульсов и требуемого фронта. Для получения на выходе селектора крутых фронтов и срезов синхроимпульсов можно на его вход подавать сигнал сравнительного большого уровня. Однако такой способ приводит к расширению импульсов из-за увеличения времени рассасывания неосновных носителей, а также к попаданию сигнала изображения в коллекторную цепь через паразитную емкость коллекторно-базового перехода. Поэтому пользоваться этим способом нужно осторожно.

Скорость переключения транзистора в схеме амплитудного селектора должна быть достаточно малой. Требуемую длительность переднего фронта импульса можно в большинстве случаев обеспечить применением низкочастотного или среднечастотного сплавного германиевого транзистора.

Кроме отделения синхроимпульсов от сигналов изображения, амплитудный селектор должен обеспечивать достаточную мощность выходных импульсов, т. е. усиление по мощности должно быть достаточно большим. Поэтому в большинстве случаев в схеме амплитудного селектора применяют несколько транзисторов — чаще всего два. Использование нескольких транзисторов выгодно и тем, что при этом просачивание видеосигнала на выход амплитудного селектора происходит в гораздо меньшей степени, т. е. отделение синхроимпульсов от сигналов изображения более четкое.

При наличии нескольких транзисторов в схеме амплитудного селектора функциональные задачи между отдельными каскадами разделяются. Один из транзисторов должен обеспечивать привязку верхушек синхроимпульсов, т. е. работать в режиме автоматического смещения за счет заряда переходной емкости в цепи базы. Другие транзисторы могут быть усилителями или усилителями-ограничителями с фиксированным смещением. Последовательность расстановки этих каскадов зависит от особенностей схем, смежных с амплитудным селектором. Эта последовательность должна выбираться с учетом размаха видеосигнала, предназначенного для амплитудного селектора, а также с учетом нужных полярностей синхроимпульсов.

В каскадах амплитудного селектора стремятся применять транзисторы с большим коэффициентом усиления по току B и с малой емкостью между коллектором и базой у закрытого транзистора. Коэффициент B определяет усиление, которое при прочих равных условиях может дать транзистор, а достаточно малая проходная емкость позволяет устранить паразитное пролезание видеосигнала из базы в коллектор. Кроме того, транзистор, используемый в амплитудном селекторе, должен иметь входную характеристику с малым напряжением насыщения, что тоже является одним из условий получения максимального усиления.

Немаловажную роль в работе амплитудного селектора играют обратные токи эмиттерного и коллекторного переходов. Когда транзистор заперт, температурно нестабильные токи утечки $I_{к0}$ и $I_{э0}$ влияют на режим по постоянному току во входной цепи транзистора, что может нарушать нормальную работу каскада.

СОЕДИНЕНИЕ АМПЛИТУДНОГО СЕЛЕКТОРА С ВИДЕОУСИЛИТЕЛЕМ

Для того чтобы качество синхронизации было высоким, очень важно правильно выбрать место и способ подключения амплитудного селектора к видеоусилителю. Низкоомный вход амплитудного селектора необходимо согласовать с цепями видеоусилителя, а кроме того, надо постараться по возможности уменьшить влияние емкостной составляющей входного сопротивления амплитудного селектора на частотную характеристику видеоусилителя.

Простейший способ согласования видеоусилителя со входом амплитудного селектора — подключение селектора к части сопротивления коллекторной нагрузки видеоусилителя (рис. 20).

Рис. 20. Варианты частичного подключения амплитудного селектора к нагрузке выходного каскада видеоусилителя.

При частичном включении к селектору подводится только часть напряжения видеосигнала, действующая на коллекторе видеоусилителя, а эквивалентное внутреннее сопротивление источника видеосигнала $R_{и}$, практически равное сопротивлению $R_{к1}$, получается достаточно малым.

В данном случае э. д. с. источника видеосигнала $e_{и}$, соответствующее эквивалентной схеме входной цепи амплитудного селектора (см рис. 19, *а*), определяется соотношением

$$e_{и} = pU_{в}, \qquad (77)$$

в котором

$$p = \frac{R_{к1}}{R_{к1} + R_{к2}} \qquad (78)$$

— коэффициент включения, а $U_{в}$ — напряжение видеосигнала на коллекторе транзистора выходного каскада.

Использование частичного включения позволяет в значительной степени уменьшить влияние паразитных емкостей, вносимых входной цепью амплитудного селектора.

Недостаток этой схемы заключается в относительно большом уровне пульсаций видеосигнала. Это объясияется тем, что из-за большого внутреннего сопротивления цепи коллектора переменному току уровень пульсаций слабо зависит от места подключения селектора к коллекторной цепи и имеет почти постоянное значение при любом коэффнциенте включения. Например, при уменьшении коэффициента включения уровень пульсаций не изменяется, а размах видеосигнала падает, т. е. отношение напряжения пульсаций к размаху видеосигнала возрастает. Это обстоятельство обусловливает довольно жесткие требования к уровню пульсаций источника питаиия телевизоров, рассчитанных иа питание от сети переменного тока.

Возможен вариант схемы, в которой амплитудный селектор подключают к эмиттеру выходного каскада видеоусилителя. В такой схеме видеосигнал для селектора снимается с резистора в цепи эмиттера $R_э$, который обычно вместе с небольшой емкостью в эмиттере $C_э$ используется для стабилизации режима транзистора и коррекции частотной характеристики видеоусилителя. Емкость коиденсатора $C_э$ выбирают с учетом входной емкости амплитудного селектора, т. е. сумма обеих емкостей обеспечивает нужную глубину коррекции.

Уровень пульсаций в эмиттере транзистора относительно невелик, а выходное сопротивление в этой точке очень мало. Однако коэффициент включения, равный в этом случае

$$p = \frac{R_э}{R_к + R_э}, \qquad (79)$$

ие может быть выбраи большим из-за того, что в цепь эмиттера нельзя включить большое сопротивление $R_э$, так как при этом сильио падает коэффициеит усилеиия каскада.

В связи с этим размах видеосигнала, сиимаемого с эмиттера, имеет небольшую величину, что требует чаще всего дополнительиого усилительного каскада, предшествующего входной цепи амплитудного селектора. Этот каскад обычно работает с фиксацией уровия синхроимпульсов или с фиксированным смещением в режиме частичного ограничения видеосигнала со стороиы сигналов изображения.

Для устойчивой работы синхронизации очень важно, чтобы видеосигнал на входе амплитудного селектора не изменялся бы в больших пределах. Поэтому при выборе точки сиятия видеосигнала и места установки регулятора контрастности нужно стремиться к тому, чтобы размах видеосигнала на входе селектора как можно меньше зависел от положения регулятора контрастности.

Невыполнение этого условия чаще всего приводит к смещению изображения по горизонтали при регулировке контрастности. Кроме того, при слабой контрастности синхронизация может нарушаться, когда размах видеосигнала станет недостаточным для нормальной работы амплитудного селектора.

Если видеосигнал, подводимый к амплитудному селектору, снимается с части нагрузки окоиечного каскада видеоусилителя, то регулировку контрастности можно выполнить в виде частотноскомпенсированного потенциометра, включенного между выходным каскадом видеоусилителя и управляющим электродом кинескопа.

Довольно часто используют схемы, в которых амплитудный селектор подключен к предварительному каскаду видеоусилителя, а контрастность регулируют в выходном каскаде. В этом случае размах видеосигнала на входе селектора не зависит от положения регулятора контрастности, но в большинстве случаев требуется дополнительное усиление видеосигнала, подводимого к селектору.

РАЗДЕЛЕНИЕ ИМПУЛЬСОВ СИНХРОНИЗАЦИИ

Синхросигнал, получаемый на выходе амплитудного селектора, представляет собой смесь кадровых и строчных синхроимпульсов, следующих через определенные интервалы времени, определяемые частотой развертки. Для последующего использования синхроимпульсов их нужно разделить между собой, т. е. получить отдельно друг от друга кадровые и строчные синхроимпульсы.

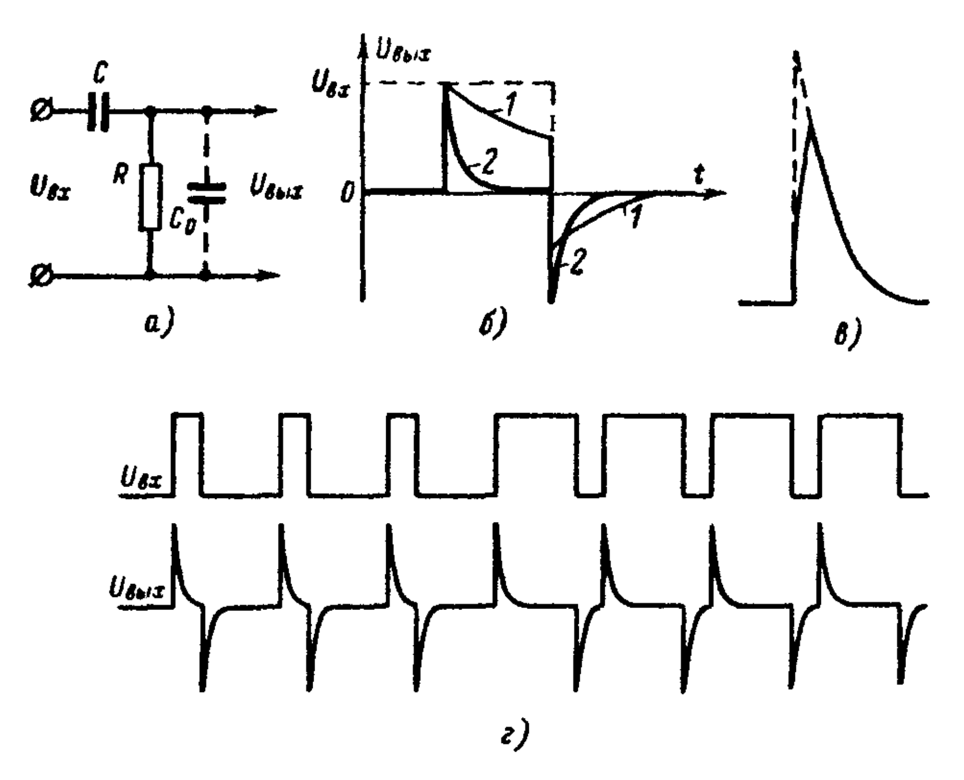


Рис. 21. Дифференцирующая цепь.

а — схема, *б* — влияние постоянной времени на форму выходного напряжеиия, *в* — форма синхроимпульса на выходе, *г* — выделение строчных синхроимпульсов

Принцип разделения синхроимпульсов основан на использовании разницы в длительности кадровых и строчных синхроимпульсов. По стандарту длительность строчного синхроимпульса составляет 5,1 *мксек*, а длительность кадрового синхроимпульса равна 192 *мксек*

Разделение синхроимпульсов заключается в преобразовании разиицы по длительности синхроимпульсов в разницу по их размаху. Наиболее простым и достаточно надежным способом разделеиия является применение интегрирующих и дифференцирующих цепей.

Выделение строчных синхроимпульсов из синхросмеси осуществляется с помощью дифференцирующей цепочки (рис 21, *а*). Если иа вход этой цепочки подать прямоугольный импульс напряжения с размахом $U_{вх}$, то напряжение на конденсаторе C будет нарастать

по экспоненциальному закону. В начале действия входного импульса конденсатор будет заряжаться особенно быстро. В это время зарядный ток, протекающий через резистор R, будет максимальным. По мере заряда конденсатора C, зарядный ток будет уменьшаться по экспоненциальному закону. Напряжение на резисторе R, пропорциональное току, протекающему через этот резистор, тоже будет уменьшаться по тому же закону.

Скорость изменения напряжения на резисторе R зависит от постоянной времени $\tau_д = RC$ дифференцирующей цепочки

На рис. 21, *б* изображены эпюры напряжений для двух различных постоянных времени. Кривая *1* соответствует большой постоянной времени, а кривая *2* — малой постоянной времени.

Если на вход дифференцирующей цепочки подать синхросмесь, состоящую из строчных и кадровых синхроимпульсов и врезок, то на выход цепочки кадровые синхроимпульсы не пройдут, а останутся только крутые положительные и отрицательные перепады напряжения, соответствующие фронтам и срезам строчных синхроимпульсов и врезок (рис. 21, *г*).

На практике из-за влияния конечного внутреннего сопротивления источника синхроимпульсов и паразитной емкости схемы форма импульсов несколько искажается (рис. 21, *в*), а их размах уменьшается. При этом длительность фронта синхроимпульса несколько увеличивается.

Для эффективной работы дифференцирующей цепочки ее постоянная времени должна быть в 2—3 раза меньше длительности строчного синхроимпульса, т. е.

$$\tau_д = \frac{5,1}{2 \div 3} = 1,7 \div 2,5 \text{ мксек}.$$

Вместе с тем соотношение между постоянной времени дифференцирующей цепочки и постоянной времени паразитной цепи должно удовлетворять условию

$$R_i C_0 \leqslant (0,1 - 0,2)\, \tau_д. \qquad (80)$$

Для импульсной синхронизации задающего генератора строчной развертки лучше использовать продифференцированные синхроимпульсы, соответствующие фронтам исходных синхроимпульсов. Импульсы, соответствующие срезам синхроимпульсов и имеющие обратную полярность, подавляются с помощью односторонних диодных или транзисторных ограничителей

В промышленных образцах транзисторных телевизоров импульсный метод синхронизации задающих генераторов строчной развертки почти не применяется из-за низкой помехоустойчивости Вместе с тем из-за значительного времени переключения транзисторов в схеме амплитудного селектора и в схеме строчной развертки получается довольно большое (3—5 *мксек*) запаздывание срабатывания оконечного каскада строчной развертки по отношению к началу каждой строки. Это приводит к сдвигу изображения по горизонтали на экране кинескопа. Однако использование импульсной синхронизации принципиально возможно, хотя при этом возникает необходимость компенсации сдвига с помощью устройств, аналогичных устройствам центровки растра по горизонтали.

Выделение кадровых синхроимпульсов осуществляется с помощью интегрирующих цепочек. Схема такой цепочки изображена на рис 22, *а*.

Если на вход интегрирующей цепочки подать прямоугольный импульс, то напряжение на конденсаторе C будет нарастать по экспоненциальному закону во время действия импульса и будет спадать по тому же закону после его окончания.

Скорость нарастания и спада напряжения зависит от постоянной времени $\tau_и = RC$ интегрирующей цепочки. На рис. 22, *б* изображены эпюры напряжений для двух различных постоянных времени. Кривая *1* соответствует малой постоянной времени, а кривая *2* — большой постоянной времени интегрирующей цепи. Из рис. 22, *б*

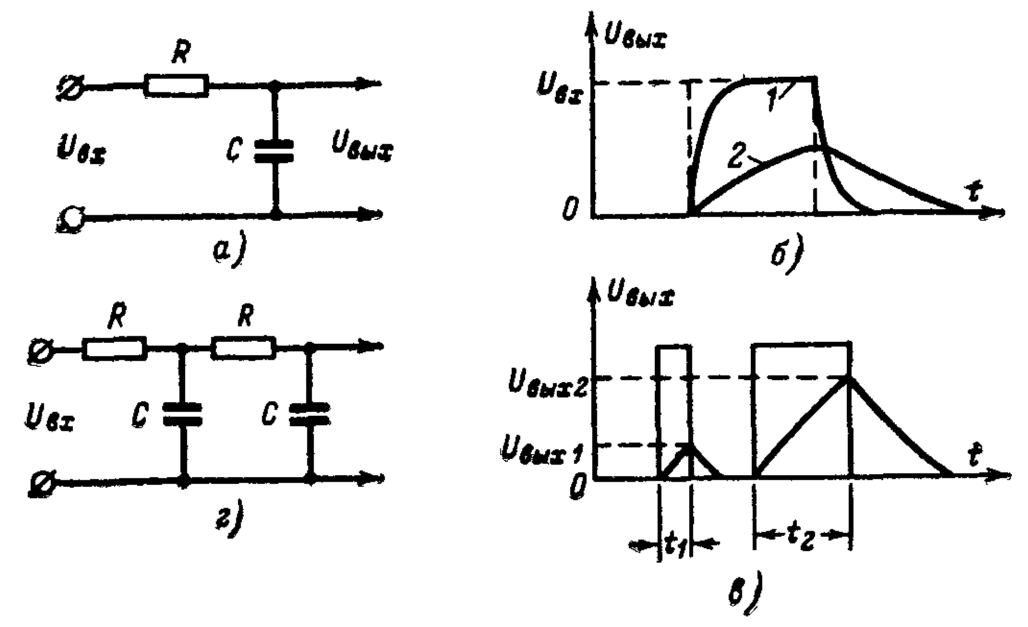


Рис. 22. Интегрирующая цепь.

а — схема однозвенной интегрирующей цепи; *б* — влияние постоянной времени на форму и размах выходного импульса; *в* — влияние длительности импульса на размах выходного напряжения; *г* — схема двухзвенной интегрирующей цепочки

можно усмотреть, что чем больше постоянная времени интегрирующей цепочки, тем меньше амплитуда импульса на выходе.

С другой стороны, размах импульса на выходе интегрирующей цепочки сильно зависит от длительности входного импульса. Чем больше длительность импульсов, действующих на входе, тем до большего напряжения успевает заряжаться конденсатор C и тем больше будет размах выходного импульса. Это поясняет рис. 22, *в*, на котором изображены два прямоугольных импульса одинакового размаха, но различной длительности, действующие на входе интегрирующей цепочки. На этом же рисунке изображены соответствующие выходные импульсы.

Если на вход интегрирующей цепочки подать синхросмесь, то на ее выходе размах строчных синхроимпульсов окажется значительно ослабленным по сравнению с размахом кадровых синхроимпульсов. Очевидно, что чем больше постоянная времени интегрирующей цепочки, тем лучше подавляются строчные синхроимпульсы, но при этом сильно увеличивается длительность фронта кадровых синхроимпульсов, что приводит к ухудшению качества синхронизации.

На практике постоянная времени интегрирующей цепочки выбирается порядка $\tau_и = 40$ *мксек*. При этом коэффициент подавления

строчных синхроимпульсов k_c, определяемый как отношение размаха кадрового синхроимпульса к размаху подавленного строчного синхроимпульса на выходе цепочки, получается равным $k_c=8{,}5$. Такой коэффициент подавления мал, так как высокий уровень строчных синхроимпульсов в сигнале кадровой синхронизации приводит к ухудшению чересстрочности.

Чтобы получить более крутое нарастание фронта кадрового синхроимпульса и обеспечить более сильное подавление строчных синхроимпульсов применяют многозвенные интегрирующие цепочки, т. е. включают несколько интегрирующих звеньев последовательно. На рис. 22, *г* показана двухзвенная интегрирующая цепочка.

При одной и той же крутизне нарастания фронта кадрового синхроимпульса подавление строчных синхроимпульсов в двухзвенной цепи примерно в 2,5 раза лучше, чем в однозвенной.

Оптимальное значение постоянной времени для каждого звена в двухзвенной и трехзвенной интегрирующих цепях соответствует примерно $\tau_и = 10 \div 40$ *мксек*. При этом коэффициент подавления строчных синхроимпульсов получается равным $k_c=20 \div 40$.

Благодаря простоте и высокой помехозащищенности интегрирующие цепочки в настоящее время стали наиболее распространенным типом устройств для выделения кадровых синхроимпульсов.

ТИПОВЫЕ СХЕМЫ АМПЛИТУДНЫХ СЕЛЕКТОРОВ

На рис. 23 изображена очень распространенная схема амплитудного селектора, применяемая в отечественных и зарубежных телевизорах. На вход схемы в базу транзистора T_1 поступает видео-

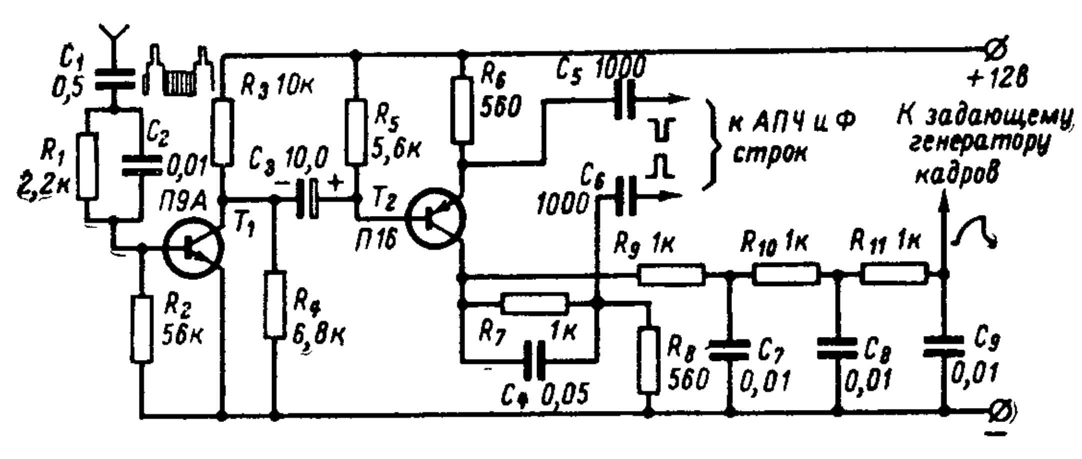


Рис. 23. Двухкаскадная схема амплитудного селектора.

сигнал, снимаемый с части коллекторной нагрузки видеоусилителя. Цепочка R_1C_2 позволяет уменьшить влияние кратковременных импульсных помех.

Транзистор T_1 включен по схеме с общим эмиттером и его режим выбран так, что верхушки синхроимпульсов привязаны к уровню постоянного напряжения на базе, соответствующему переходу транзистора из области активного режима в область насыщения.

Для уменьшения раствора выходной характеристики первого транзистора, являющегося амплитудным селектором, коллектор этого транзистора получает питание от делителя напряжения, составленного из резисторов R_3 и R_4. Такое включение нагрузки эквивалентно снижению напряжения источника питания и помимо этого обеспечивает достаточно низкое выходное сопротивление каскада. На базу транзистора T_2, работающего в каскаде с разделенной нагрузкой, поступают отрицательные синхроимпульсы, которые переводят транзистор в режим насыщения. При этом на базе транзистора T_2 тоже происходит привязка верхушек синхроимпульсов.

Как видно из рис. 23, тип проводимости транзисторов T_1 и T_2 выбран таким образом, чтобы и первый, и второй транзисторы от-

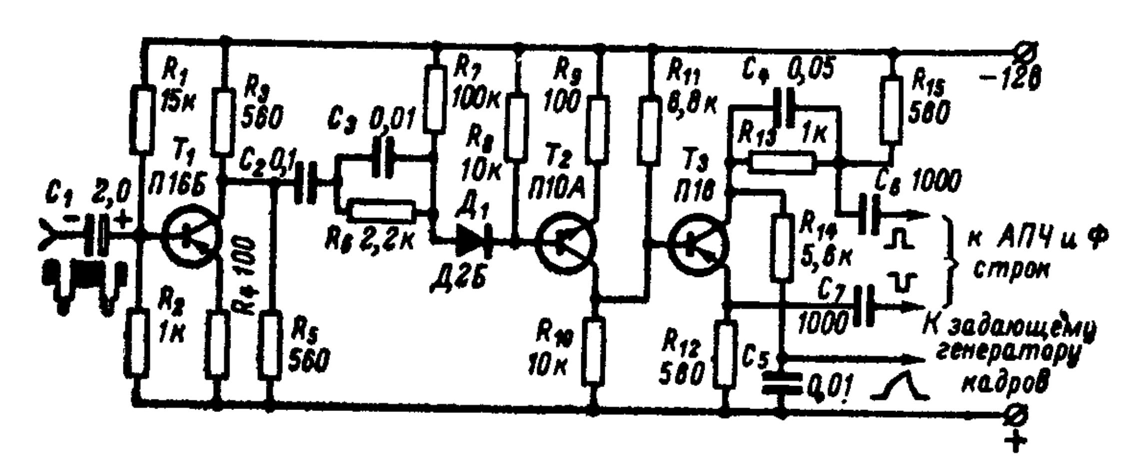


Рис. 24. Трехкаскадная схема амплитудного селектора.

крывались с приходом каждого очередного синхроимпульса, что необходимо для правильной работы схемы.

В коллекторную и эмиттерную цепи транзистора T_2 включены два одинаковых резистора R_6 и R_8, с которых снимаются равные по размаху, но противоположные по полярности импульсы, используемые в схеме автоматической подстройки частоты и фазы (АПЧиФ) строчной развертки.

Синхросмесь, предназначенная для выделения кадрового синхроимпульса, снимается непосредственно с коллектора транзистора T_2, т. е. с точки, в которой общее сопротивление коллекторной нагрузки сделано большим за счет резистора R_7. Конденсатор C_4, шунтирующий резистор R_7, служит для улучшения крутизны фронтов строчных синхроимпульсов, выделенных на резисторе R_8. Интегрирующая трехзвенная цепочка R_9C_7, $R_{10}C_8$, $R_{11}C_9$ подавляет строчные синхроимпульсы и в зависимости от состава схемы задающего генератора кадровой развертки может состоять из меньшего числа отдельных интегрирующих звеньев.

На рис. 24 приведена другая схема синхронизации, предназначенная для случая снятия видеосигнала с эмиттера выходного каскада видеоусилителя. В отличие от схемы, изображенной на рис. 23, здесь амплитудный селектор T_2 включен после однокаскадного усилителя T_1, обеспечивающего необходимый для нормальной работы селектора размах видеосигнала.

Амплитудный селектор выполнен по схеме с разделенным входом и с обратной связью по току, создаваемой резистором, включенным в цепь эмиттера. Наличие этих элементов существенно улучшает условия взаимозаменяемости транзистора T_2, а также повышает термостабильность каскада. Реализация этих преимуществ стала здесь возможной только потому, что размах видеосигнала на входе селектора достаточно велик.

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ИНЕРЦИОННОЙ СХЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ (АПЧиФ)

Синхронизация генераторов строчной развертки в транзисторных телевизорах осуществляется исключительно инерционными схемами синхронизации с автоматической подстройкой частоты и фазы задающих генераторов строк (сокращенно АПЧиФ). Это объясняется не только тем, что система АПЧиФ обладает повышенной помехоустойчивостью, но также и тем, что применение этой системы позволяет обойти целый ряд трудностей, обусловленных спецификой транзисторов.

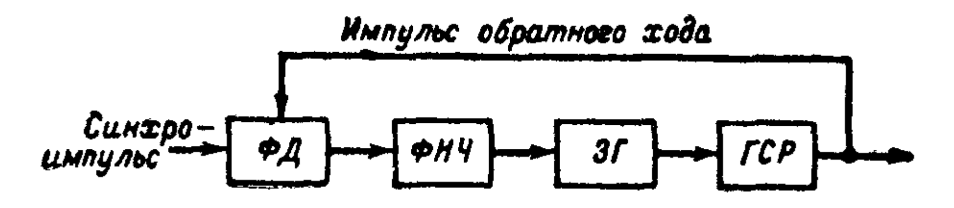


Рис. 25. Функциональная блок-схема системы АПЧиФ.

Система АПЧиФ делает схему синхронизирующего устройства менее чувствительной к разбросу и нестабильности параметров применяемых транзисторов. При этом существенно понижаются требования к их импульсным характеристикам. Последнее обстоятельство наиболее существенно, так как при импульсной синхронизации затягивание фронтов строчных синхроимпульсов в каскадах амплитудного селектора и завал передних фронтов управляющих импульсов в каскадах строчной развертки приводит к запаздыванию начала развертки относительно исходных сигналов, что вызывает горизонтальное смещение растра на экране кинескопа.

Принцип улучшения помехоустойчивости в схеме АПЧиФ основан на использовании различия в свойствах периодического сигнала, которым являются синхроимпульсы, и случайных помех.

Вероятность появления помехи на входе синхронизируемого генератора уменьшают с помощью управляемого клапана, открывающегося только на то время, когда через него должен пройти очередной синхроимпульс. В течение остальной части общего времени этот клапан закрыт и, следовательно, доступ помех к задающему генератору развертки прекращен.

Принцип работы схемы АПЧиФ основан на том, что в ней происходит сравнение частоты синхроимпульсов с частотой генератора развертки Напряжение, вырабатываемое схемой АПЧиФ и являющееся результатом сравнения, усредняется во времени, т. е. в конечном виде представляет собой результат сравнения не за время действия одного синхроимпульса, а за время действия большого числа синхроимпульсов. Поэтому поражение отдельных синхроимпульсов импульсами случайных помех не приводит к заметному нарушению синхронизации. В этом состоит второй принципиальный способ улучшения помехоустойчивости, используемый в схеме АПЧиФ.

Блок-схема устройства АПЧиФ строчной развертки изображена на рис 25. С выхода схемы амплитудного селектора строчные синхроимпульсы подаются на фазовый дискриминатор (*ФД*) К этому же фазовому дискриминатору подводятся импульсы обратного хода, снимаемые с генератора строчной развертки (*ГСР*).

Фазовый дискриминатор вырабатывает постоянное напряжение, пропорциональное разности фаз сравниваемых импульсов, а полярность зависит от того, какой из двух импульсов отстает от другого во времени

Это напряжение оказывается смешанным с импульсами помех и остатками синхроимпульсов. Для подавления этих паразитных импульсов и для усреднения результата сравнения за длительный период времени на выходе фазового дискриминатора устанавливают низкочастотный фильтр (*ФНЧ*), отделяющий высокочастотную переменную составляющую помех.

Полученное в результате этого напряжение управляет собственной частотой и фазой задающего генератора строчной развертки. Для этого управления используют свойство транзисторных блокинг-генераторов изменять частоту собственных колебаний при изменении напряжения смещения на базе. Изменяющееся в зависимости от разности фаз сравниваемых импульсных сигналов напряжение с выхода низкочастотного фильтра подводится к задающему генератору (*ЗГ*) строчной развертки и изменяет в нужном направлении частоту собственных колебаний задающего генератора.

Роль клапана в системе АПЧиФ играет фазовый дискриминатор, так как сравнение фазы синхроимпульсов с фазой импульсов обратного хода строчной развертки происходит только в момент обратного хода. Во время между синхроимпульсами путь для прохождения помех через фазовый дискриминатор на его выход закрыт.

Благодаря усреднению с помощью фильтра нижних частот кратковременные импульсы случайных помех и флюктуационные шумы, накладывающиеся на синхроимпульсы, воздействуют на условия запуска задающего генератора в гораздо меньшей степени, чем при импульсной синхронизации.

В качестве фильтра нижних частот обычно используют интегрирующее звено резистивно-емкостной цепи с большой постоянной времени. Такие цепи препятствуют очень быстрым изменениям напряжения, предназначенного для управления собственной частотой блокинг-генератора. Имея в виду это свойство системы АПЧиФ, эту систему синхронизации часто называют инерционной.

СХЕМЫ ФАЗОВЫХ ДИСКРИМИНАТОРОВ СИСТЕМЫ АПЧиФ

Рассмотрим наиболее распространенные схемы фазовых дискриминаторов, нашедших применение в транзисторных телевизорах.

На рис. 26 приведена схема несбалансированного (или несимметричного) фазового дискриминатора, который имеет две входные точки. К одному входу требуется подвести строчные синхроимпульсы от схемы амплитудного селектора, а на другой вход подаются импульсы обратного хода, которые затем преобразуются в так называемое напряжение сравнения.

Напряжение сравнения получается за счет интегрирующей цепочки R_3C_2, которая преобразует импульсы обратного хода строчной развертки (рис. 27, *б*) в пилообразное напряжение (рис 27, *в*). При этом крутой участок пилообразного напряжения совпадает по фазе с исходным импульсом обратного хода.

В рассматриваемой схеме фазового дискриминатора синхроимпульсы положительной полярности необходимо подать в точку *Б* через конденсатор C_1 Крутой участок пилообразного напряжения сравнения между точками *А* и *В* должен быть нарастающим, что

соответствует положительной полярности импульса обратного хода строчной развертки. При этом выходное напряжение дискриминатора, снимаемое с точки *Д*, получается пригодным для управления частотой блокинг-генератора, в котором используется транзистор проводимости типа *n-p-n* (если между фазовым дискриминатором и блокинг-генератором нет усилительных каскадов, инвертирующих фазу управляющего сигнала). В противном случае система АПЧиФ работать не будет, так как напряжение управления будет стремиться не к тому, чтобы при уходе собственной частоты блокинг-генератора возвратить ее к прежнему значению, а, наоборот, будет еще сильнее уводить эту частоту в сторону от оптимальной настройки.

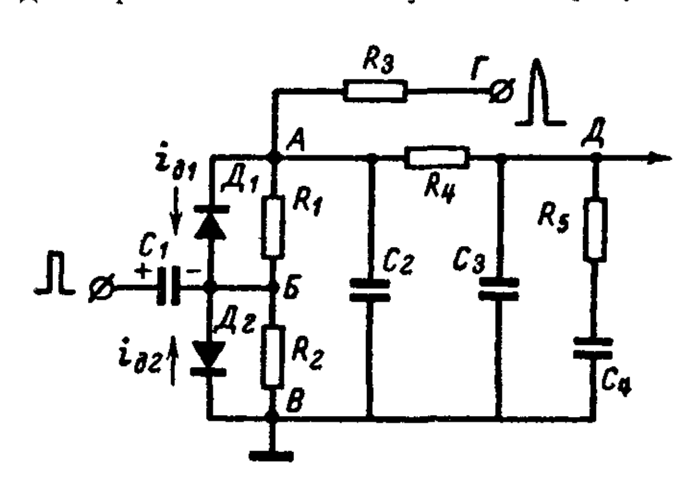


Рис. 26. Несбалансированный фазовый дискриминатор.

Приступая к рассмотрению электрических процессов в фазовом дискриминаторе, предположим сначала, что напряжение сравнения между точками *А* и *В* отсутствует. Строчные синхроимпульсы, поступающие на аноды встречно включенных диодов $Д_1$ и $Д_2$, будут отпирать эти диоды, заряжая конденсатор C_1. В период между сихроимпульсами обкладка конденсатора C_1, обращенная к анодам диодов, будет иметь отрицательный потенциал, равный размаху синхроимпульсов (рис. 27, *а*). Диоды $Д_1$ и $Д_2$ будут заперты в это время отрицательным напряжением, действующим в точке *Б*. За время между соседними синхроимпульсами конденсатор C_1 медленно разряжается через резисторы R_1 и R_2, имеющие равные сопротивления ($R_1=R_2$), на точку нулевого потенциала *В* и на конденсатор C_2. При этом потенциал точки *А* почти не изменяется, так как емкость конденсатора C_2 выбирается много больше емкости конденсатора C_1.

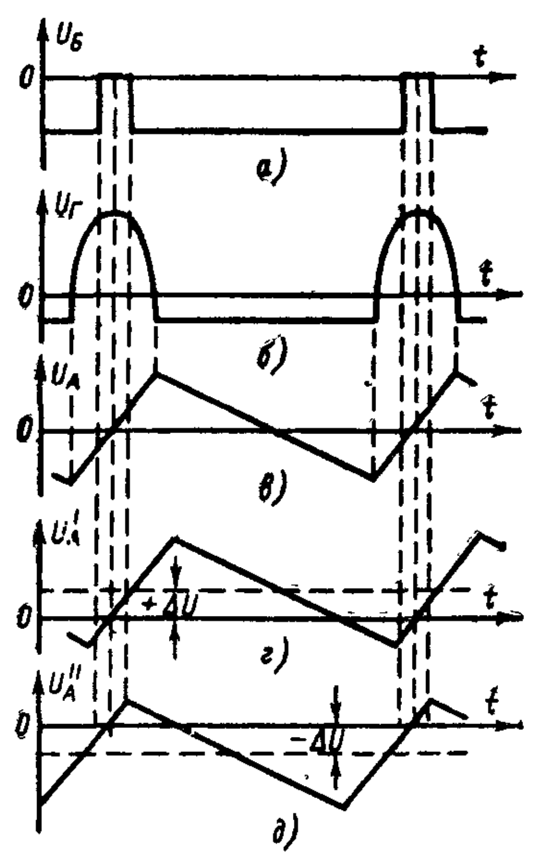


Рис. 27. Форма напряжений в узловых точках несбалансированного фазового дискриминатора.

В момент прихода каждого очередного синхроимпульса потенциал в точке *Б* резко возрастает и становится несколько больше нулевого значения. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ отпираются и через них текут примерно одинаковые прямые токи, подзаряжающие конденсатор C_1. Таким образом, с приходом каждого синхроимпульса заряд конденсатора C_1 пополняется.

Следует особо подчеркнуть, что при отсутствии напряжения сравнения между точками *А* и *В* потенциал точки *А* в любой момент времени остается весьма близким к нулевому значению.

При наличии между этими точками пилообразного напряжения сравнения на диоды дискриминатора воздействуют два переменных напряжения: напряжение синхроимпульсов и пилообразное напряжение сравнения. К каждому из диодов прикладывается половина напряжения сравнения, которое делится поровну на сопротивлениях резисторов R_1 и R_2. Переменное напряжение, действующее на каждом из диодов во время прохождения пологого участка пилы, не может отпереть диоды, так как этому препятствует запирающее отрицательное напряжение, накопленное конденсатором C_1.

Во время действия синхроимпульса диоды находятся под действием суммарного напряжения синхроимпульсов и крутого участка пилы При этом полярность синхроимпульсов одинакова по отношению к полярности включения диодов, а полярность напряжений сравнения для каждого из диодов получается различной.

Если фаза синхроимпульсов совпадает с фазой импульсов обратного хода строчной развертки, то середина крутого участка пилообразного напряжения совмещается во времени с центральной частью синхроимпульса (рис. 27, *в*). В этом случае средние во времени токи каждого из диодов равны по величине, но противоположны по направлению, т. е. результирующий ток в цепи между точками *А* и *В* равен нулю. В этих условиях изменения постоянной составляющей напряжения между этими точками не происходит.

Если же крутой участок пилообразного напряжения отстает по фазе от синхроимпульса, что соответствует уменьшению собственной частоты задающего генератора строчной развертки, то среднее значение тока через диод $Д_1$ будет больше среднего значения тока через диод $Д_2$. В результате между точками *А* и *В* появляется постоянная составляющая напряжения $+\Delta U$ (рис. 27, *г*), имеющая положительный знак.

В случае, если крутой участок пилообразного напряжения опережает по фазе синхроимпульс, что может случиться, когда собственная частота задающего генератора строчной развертки увеличится, то происходит обратное перераспределение токов, текущих через диоды. Это приводит к появлению между точками *А* и *В* постоянной составляющей напряжения $-\Delta U$ (рис. 27, *д*) отрицательного знака.

Для выделения постоянной составляющей выходного напряжения фазового дискриминатора из смеси переменных напряжений, в которой присутствуют пилообразное напряжение с остатками синхроимпульсов и напряжение импульсных помех, на выходе фазового дискриминатора устанавливается низкочастотный фильтр R_4C_3. Чем больше постоянная времени фильтра, тем лучше подавляются высокочастотные составляющие помех, которые попадают в точку *А* дискриминатора вместе с синхроимпульсами.

Однако при чрезмерно большой постоянной времени фильтра сказывается инерционность системы АПЧиФ, выражающаяся в том, что после случайных нарушений синхронизации она восстанавливается слишком долго. Вместе с тем, чрезмерное увеличение постоянной времени фильтра заметно сужает полосу пропускания всей системы АПЧиФ в целом, что вызывает уменьшение полосы захвата частот задающего генератора. На практике постоянную времени

фильтра выбирают в большинстве случаев равной 10—20 периодам строчной частоты.

Система АПЧиФ относится к разряду следящих систем, в которых используется петля отрицательной обратной связи. Как и всем подобным системам автоматического регулирования, системе АПЧиФ свойственны переходные процессы, проявляющиеся в том, что задающий генератор входит в синхронизм не сразу, а в течение некоторого времени. При этом процесс вхождения в синхронизм может иметь характер медленно затухающих гармонических колебаний. В этом случае на экране телевизора могут возникать качания изображения по горизонтали или сильно выраженные изгибы вертикальных линий изображения, имеющие характер распространяющейся вниз затухающей синусоидальной волны («веревочка»).

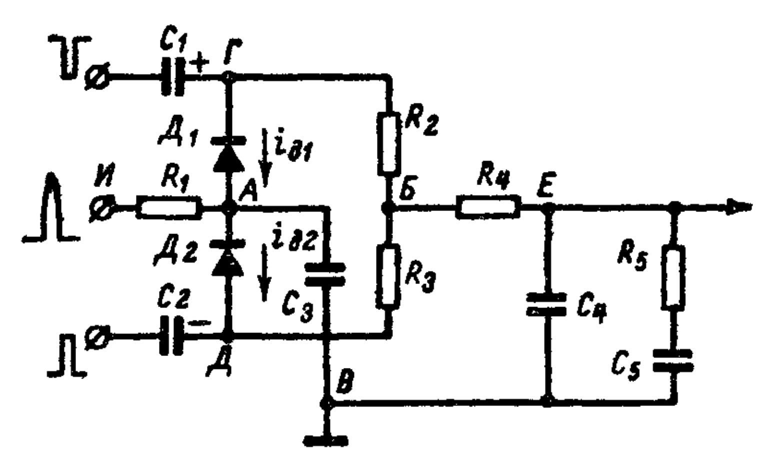


Рис. 28. Сбалансированный фазовый дискриминатор.

Подобная неустойчивость работы АПЧиФ возникает из-за паразитных колебаний в системе, вызываемых переходными процессами. Природа этих колебаний состоит в том, что для некоторых относительно высоких частот в полосе пропускания системы удовлетворяются условия самовозбуждения.

Паразитные колебания можно устранить, если каким-либо способом уменьшить напряжение сравнения, что эквивалентно уменьшению коэффициента обратной связи. Однако эта мера нежелательна, так как при этом сильно сужается полоса захвата.

Более рациональным способом, позволяющим повысить устойчивость системы, является применение цепочки частотно-фазовой коррекции R_5C_4 (рис. 26). Такая цепочка устраняет подъем частотной характеристики в области верхних частот полосы пропускания и вносит фазовые искажения, характер которых является обратным по отношению к паразитным фазовым искажениям, возникающим в системе и приводящим к неустойчивости. В связи с этим цепочка частотно-фазовой коррекции, которую называют демпфирующей, способна подавлять паразитные колебания.

Демпфирующую цепочку обычно подбирают экспериментально. Наиболее вероятное значение ее постоянной времени в транзисторных телевизорах лежит в пределах 2—10 *мсек*.

На рис. 28 приведена схема сбалансированного (или симметричного) фазового дискриминатора, имеющая три входные точки. К одной из них (точка *А*) подводится пилообразное напряжение срав-

нения, получаемое посредством интегрирования положительного импульса обратного хода строчной развертки с помощью цепочки R_1C_3, а в две другие точки (точка *Г* и точка *Д*) через конденсаторы C_1 и C_2 подаются синхроимпульсы, равные по величине, но противоположной полярности. Полярности синхронизирующих импульсов должны быть такими, чтобы диоды в момент их действия открывались.

Если пилообразного напряжения сравнения нет, то в момент прихода синхроимпульсов диоды $Д_1$ и $Д_2$ открываются и через них текут токи, заряжающие конденсаторы C_1 и C_2. Емкости конденсаторов C_1 и C_2 выбирают одинаковыми, вследствие чего эти конденсаторы приобретают равные по абсолютной величине, но противоположные по знаку потенциалы.

В период между синхроимпульсами обкладка конденсатора C_1, обращенная к диоду $Д_1$, будет иметь положительный потенциал, а обкладка конденсатора C_2, обращенная к диоду $Д_2$, будет иметь отрицательный потенциал. Разность потенциалов между точками *Г* и *Д* равна удвоенному значению размаха каждого синхроимпульса.

Весь отрезок времени между соседними синхроимпульсами диоды $Д_1$ и $Д_2$ будут заперты, так как к диодам прикладывается запирающее напряжение, действующее между точками *Г* и *Д*. Конденсаторы C_1 и C_2 в это время медленно разряжаются на резисторы R_2 и R_3, сопротивления которых равны. Так как токи разряда конденсаторов C_1 и C_2 равны по величине, то вдоль цепи от точки *Г* до точки *Д* все время сохраняется симметрия в распределении потенциалов и потенциал точки *Б* будет оставаться равным нулю.

В начале действия синхроимпульсов потенциал точки *Г* резко падает и становится немного меньше нулевого значения. Соответственно потенциал точки *Д* резко возрастает и становится немного больше нулевого значения. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ отпираются и через них текут прямые токи $i_{д1}$ и $i_{д2}$, заряжающие конденсаторы C_1 и C_2. Таким образом с приходом каждого очередного синхроимпульса заряды конденсаторов C_1 и C_2 пополняются.

При наличии между точками *А* и *В* пилообразного напряжения сравнения каждый из диодов $Д_1$ и $Д_2$ во время прихода синхроимпульсов находится под действием суммарного напряжения синхроимпульсов и крутого участка пилы. При этом от пилообразного напряжения зависит распределение потенциалов в точке *Г* и *Д*. Если напряжение между точками *А* и *В* в момент действия синхроимпульсов не равно нулю, то после окончания действия синхроимпульсов потенциалы точек *Г* и *Д* распределятся несимметрично относительно общего провода схемы (точка *В*). Однако симметрия всегда сохраняется относительно потенциала точки *А*. Так, если потенциал точки *А* в момент действия синхроимпульса положителен, то конденсатор C_1 получает добавочный положительный потенциал, т. е. потенциал точки *Г* становится еще более положительным. Соответственно потенциал точки *Д* смещается в сторону положительных значений, т. е. становится менее отрицательным.

Такое распределение потенциалов объясняется тем, что в момент действия синхроимпульсов прямые напряжения, действующие на каждом из диодов, получаются неодинаковыми. Если потенциал точки *А* положителен, то на диоде $Д_1$ действует меньшее прямое напряжение, чем на диоде $Д_2$. Соответственно и прямые токи диодов будут различными. Прямой ток диода $Д_1$ будет меньше прямого тока диода $Д_2$. Разностный ток ответвляется при этом в цепь конденсатора C_3, несколько изменяя напряжение на нем.

Несимметричное распределение потенциалов в точках *Г* и *Д* относительно нулевого провода схемы приводит к тому, что потенциал точки *Б* стремится сместиться в ту же сторону, в которую смещается потенциал точки *А*. Токи разряда конденсаторов C_1 и C_2 в этом случае будут разными, так как часть тока ответвляется в точку *Е*, заряжая конденсатор C_4. Выходное напряжение фазового дискриминатора при этом изменяется.

Из этого следует, что напряжение на выходе фазового дискриминатора будет зависеть от того, какой участок пилообразного напряжения сравнения в точке *А* совпадает во времени с моментом действия синхроимпульсов.

Если фаза импульсов обратного хода строчной развертки совпадает с фазой синхроимпульсов, то среднее значение напряжения между точками *А* и *В* за время действия синхроимпульсов будет равным нулю. При этом симметрия в распределении потенциалов в точках *Г* и *Д* относительно нулевого провода схемы сохраняется и выходное напряжение фазового дискриминатора будет таким же, как и в случае отсутствия напряжения сравнения, т. е. равным нулю.

В случае, если фаза импульсов обратного хода строчной развертки опережает фазу синхроимпульсов, среднее за время действия синхроимпульсов напряжение между точками *А* и *В* делается отрицательным. Симметрия в распределении потенциалов в точках *Г* и *Д* относительно нулевого провода схемы нарушается и потенциал точки *Б* становится отрицательным.

Если же фаза импульсов обратного хода строчной развертки отстает от фазы синхроимпульсов, то потенциал точки *Б* становится положительным.

В рассматриваемой схеме сбалансированного фазового дискриминатора (рис. 28) выходное напряжение, снимаемое с точек *Е* и *В*, пригодно для управления частотой блокинг-генератора, в котором используется транзистор проводимости *p-n-p* (если между точкой *Е* и управляющей цепью блокинг-генератора нет усилительных каскадов, инвертирующих фазу управляющего сигнала). При необходимости можно произвести инверсию управляющего напряжения непосредственно в самом фазовом дискриминаторе. Для этого достаточно изменить полярность импульсов обратного хода строчной развертки, подводимых в точку *И*. Этот же способ пригоден и для схемы несбалансированного фазового дискриминатора.

Требуемая собственная частота транзисторных блокинг-генераторов получается при наличии на базе транзистора некоторого постоянного напряжения, отличного от нуля. Поэтому для правильной работы системы АПЧиФ необходимо к выходному напряжению, снимаемому с фазового дискриминатора, добавить постоянное компенсирующее напряжение, соответствующее требуемой собственной частоте блокинг-генератора. При этом выходное напряжение фазового дискриминатора, управляющее собственной частотой блокинг-генератора, должно изменяться не от нулевого значения, а в обе стороны от уровня компенсирующего напряжения.

Компенсирующее напряжение для схемы несбалансированного фазового дискриминатора (рис. 29, *а*) получается с помощью делителя напряжения, подключаемого к источнику питания, и подается между точками *В* и корпусом (точка *В* заземлена в рабочей схеме только по переменному току). Делитель напряжения обычно содержит резистор переменного сопротивления R_7 — регулятор частоты строк, позволяющий плавно изменять собственную частоту блокинг-генератора в необходимых пределах.

В схеме сбалансированного фазового дискриминатора (рис. 29, *б*) компенсирующее напряжение заводится в точку *И* или в точку *А*.

Следует заметить, что несбалансированный фазовый дискриминатор уступает по своим качественным показателям сбалансированному фазовому дискриминатору. Его преимущество состоит только в том, что для его работы необходимо иметь не два, а один синхроимпульс любой полярности. Если удобно со схемы амплитудного селектора получать синхроимпульсы отрицательной полярности,

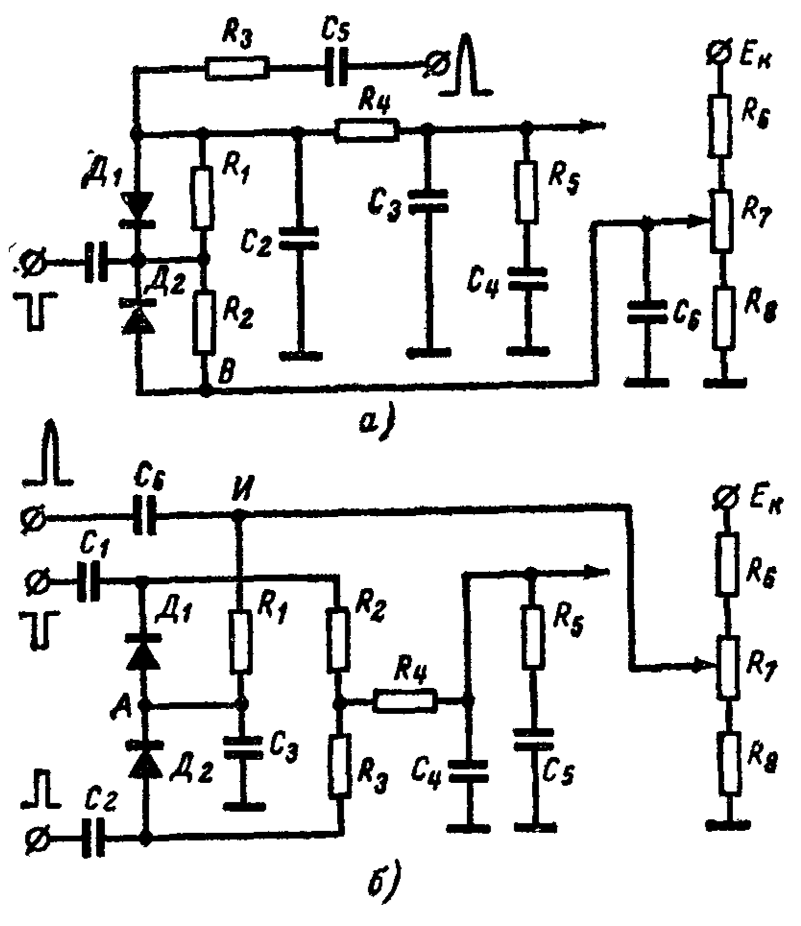


Рис. 29. Способы подачи компенсирующего напряжения на фазовые дискриминаторы.

то диоды $Д_1$ и $Д_2$ в схеме необходимо включить так, как показано на рис 29, *а*.

Сбалансированный фазовый дискриминатор позволяет получить при прочих равных условиях более симметричную и широкую полосу захвата и обеспечивает бо́льшую мощность выходного управляющего сигнала. Благодаря этим преимуществам сбалансированный фазовый дискриминатор нашел более широкое применение в схемах промышленных транзисторных телевизоров.

Нормальная работа фазовых дискриминаторов возможна, если амплитуда синхроимпульсов по крайней мере в 2 раза превышает размах пилообразного напряжения сравнения.

Для фазовых дискриминаторов пригодны маломощные точечные германиевые диоды с величинами обратных сопротивлений не менее 100—200 *ком*.

Глава четвертая

КАДРОВАЯ РАЗВЕРТКА

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Общая функциональная блок-схема кадровой развертки состоит из задающего генератора, формирующего пилообразное напряжение, и усилителя мощности, преобразующего пилообразное напряжение в пилообразный ток. Этот ток протекает в кадровых отклоняющих катушках и управляет положением электронного луча по вертикали на экране кинескопа.

В общем случае построения схемы кадровой развертки принципиально возможны два предельных (идеализированных) варианта распределения функциональных задач между задающим генератором и усилительной частью схемы.

Один вариант характеризуется наличием задающего генератора, вырабатывающего пилообразное напряжение, в сочетании с усилителем, имеющим почти линейную амплитудную характеристику, которая достигается применением глубоких отрицательных обратных связей. Такие схемы сложны, но обеспечивают высокую линейность развертки и стабильность всех ее параметров. Применять подобные схемы целесообразно только в высококачественных стационарных телевизионных приемниках.

Другой вариант предусматривает наличие такого задающего генератора, в котором допускается значительная нелинейность пилообразного напряжения. Эта нелинейность компенсируется затем в усилительной части схемы кадровой развертки нелинейностью, имеющей обратный характер. Компенсация нелинейности достигается использованием нелинейных свойств транзисторных ступеней в усилительных каскадах, а также формированием соответствующих переходных характеристик за счет частотно-избирательных цепей.

Схемы кадровых разверток, в которых используется этот принцип, отличаются простотой, но применяются обычно только в тех случаях, когда к развертке в целом не предъявляется высоких требований по линейности и стабильности. Такие схемы применяются только в малогабаритных переносных конструкциях дешевых телевизоров.

Большинство современных транзисторных схем кадровой развертки строится по принципу, занимающему промежуточное положение между двумя упомянутыми предельными вариантами. Почти всегда в этих случаях усилительная часть схемы кадровой развертки содержит отрицательные обратные связи, которыми охватываются отдельные каскады или весь усилитель, а задающий генератор дополняется схемой линеаризации пилообразного напряжения или схемой компенсации нелинейности, вносимой усилительной частью развертки.

Как и в ламповых схемах, кадровая развертка на транзисторах может быть двухкаскадной, состоящей из задающего генератора и выходного каскада. Однако при этом требуются транзисторы, обладающие очень высокими усилительными свойствами. Практические транзисторные схемы кадровой развертки содержат обычно три-четыре транзисторных каскада и несколько полупроводниковых диодов. Число каскадов определяется, в основном, мощностью, потребляемой отклоняющими катушками, качеством транзисторов и требованиями, предъявляемыми к качественным характеристикам развертки.

В некоторых схемах между амплитудным селектором и задающим генератором кадровой развертки включают дополнительный каскад, усиливающий кадровые синхроимпульсы и позволяющий получить более высокое качество синхронизации.

Усилительная часть схемы транзисторной кадровой развертки содержит обычно два транзистора, один из которых используется в выходном каскаде, а другой — в предварительном, обеспечивающем требуемое усиление мощности, подводимой к выходному каскаду. При использовании в усилительной части дешевых транзисторов или при повышенных требованиях к параметрам развертки могут потребоваться три транзистора.

Уровень необходимой выходной мощности в выходном каскаде кадровой развертки на транзисторах и лампах примерно одинаков. Поэтому в выходном каскаде применяются достаточно мощные транзисторы, а в задающем генераторе — маломощные низкочастотные транзисторы. Мощность транзистора, предшествующего выходному каскаду, выбирается в зависимости от усилительных свойств транзистора, работающего в выходном каскаде, а также зависит от мощности, отдаваемой выходным каскадом в нагрузку.

Выходные каскады кадровой развертки строят преимущественно по однотактной схеме с выходным трансформатором или дросселем. Двухтактные схемы выходных каскадов не обеспечивают требуемого времени обратного хода кадровой развертки и в промышленных телевизорах почти не применяются.

Рассмотрим более подробно отдельные каскады, входящие в схему кадровой развертки.

ЗАДАЮЩИЙ ГЕНЕРАТОР

Для формирования пилообразного напряжения необходимы самовозбуждающийся генератор прямоугольных импульсов и разрядный каскад. С целью уменьшения общего числа транзисторов функции разрядного каскада и генератора импульсов обычно выполняет один транзистор.

В современных транзисторных телевизорах в качестве самовозбуждающегося генератора прямоугольных импульсов кадровой частоты применяют исключительно блокинг-генератор, обладающий по сравнению с мультивибратором более высокой стабильностью собственной частоты при изменениях напряжения источника питания и окружающей температуры, а также позволяющий использовать в схеме меньше транзисторов. Преимущество блокинг-генератора проявляется также и в том, что он обладает хорошей взаимозаменяемостью транзисторов, т. е. не критичен к разбросу параметров однотипных транзисторов.

Блокинг-генератор, выполненный на транзисторе, аналогичен ламповому варианту блокинг-генератора, т. е. представляет собой усилительный каскад, охваченный с помощью трансформатора очень сильной положительной обратной связью. Одну из обмоток трансформатора включают в цепь базы транзистора, а другую обмотку можно включить либо в цепь коллектора (коллекторно-базовая связь), либо в цепь эмиттера (эмиттерно-базовая связь).

На рис. 30 изображена практическая схема транзисторного блокинг-генератора с коллекторно-базовой связью, нашедшая наиболее широкое применение в задающих генераторах кадровой развертки. Рассмотрим работу блокинг-генератора на примере этой схемы.

Большую часть периода колебаний блокинг-генератора транзистор находится в закрытом состоянии за счет того, что отрицательное напряжение в эмиттере больше отрицательного напряжения на базе, подводимого от делителя напряжения $R_{б1}$, $R_{б2}$ и $R_{б3}$. В это время конденсатор $C_э$ медленно разряжается на резистор $R_э$.

Когда отрицательное напряжение $U_с$ на конденсаторе $C_э$ по абсолютной величине станет меньше напряжения на базе $E_б$, транзистор приоткроется, и через первичную обмотку трансформатора потечет нарастающий коллекторный ток, который вызовет появление отпирающего напряжения во вторичной обмотке трансформатора и, следовательно, тока в цепи базы транзистора.

Это еще больше отопрет транзистор, т. е. коллекторный ток станет еще сильнее увеличиваться. Процесс увеличения коллекторного тока благодаря сильной положительной обратной связи развивается очень быстро — лавинообразно и заканчивается глубоким насыщением транзистора. Затем некоторое время транзистор находится в открытом состоянии, так как ток базы не может прекратиться мгновенно из-за реакции самоиндукции обмотки трансформатора.

В это время конденсатор $C_э$ заряжается током эмиттера и отрицательное напряжение на нем быстро растет. Это напряжение успевает стать больше отрицательного напряжения на базе $E_б$ и, когда переходный процесс в трансформаторе прекратится, транзистор начнет запираться. Ток коллектора в это время будет уменьшаться, что вызовет уменьшение тока базы. Под действием положительной обратной связи процесс перехода транзистора из насыщенного состояния в состояние отсечки коллекторного тока происходит лавинообразно.

Быстрый переход транзистора из открытого состояния в закрытое вызывает в первичной обмотке трансформатора очень резкое изменение коллекторного тока, которое сопровождается всплеском напряжения $U_{к.макс}$, имеющего форму острого импульса отрицательной полярности. На рис. 30 форма этого всплеска обозначена тонкой линией.

Рис. 30. Схема блокинг-генератора (*а*) и формы напряжений токов в блокинг-генераторе (*б*).

Напряжение на коллекторе транзистора в момент его перехода в запертое состояние определяется суммой напряжений источника питания и размаха импульса. Это напряжение представляет для транзистора опасность, так как оно, в большинстве случаев превышает величину предельно допустимого напряжения между коллектором и базой транзистора.

Для ограничения указанного всплеска достаточно подсоединить параллельно какой-либо обмотке трансформатора полупроводниковый диод так, как это сделано, например, в схеме, изображенной на рис. 30 При подключении диода напряжение всплеска оказывается приложенным к открытому диоду и ограничивается его шунтирующим действием. В другие моменты времени диод практически не влияет на работу блокинг-генератора.

Следует заметить, что самовозбуждение блокинг-генератора возможно только при определенном подключении выводов обмоток трансформатора к схеме. Правильное включение трансформатора показано на рис. 30, где обозначены начала и концы обмоток. Если трансформатор включить неправильно, то обратная связь станет не положительной, а отрицательной, и блокинг-генератор работать не будет.

Пилообразное напряжение в рассматриваемой схеме формируется на конденсаторе $C_э$ и имеет нарастающий по времени линейный участок. В своей совокупности резистор $R_э$ и конденсатор $C_э$ представляют собой разрядную цепочку, работа которой была ранее рассмотрена.

В случае, когда нужно иметь пилообразное напряжение с падающим линейным участком, т. е. изменить полярность пилообразного напряжения, аналогичную схему можно построить, применив в ней транзистор обратного типа проводимости.

Пилообразное напряжение с падающим линейным участком можно получить так же, используя рассматриваемую схему блокинг-генератора. Для этого необходимо установить в цепь коллектора другую разрядную цепочку, т. е. еще один резистор и еще один конденсатор. Резистор включают в этом случае последовательно с коллекторной обмоткой трансформатора между ее началом и проводом коллекторного питания. Конденсатор подключают к началу коллекторной обмотки трансформатора и общему проводу схемы так, как показано на рис. 31, *а*. Пилообразное напряжение в схеме (рис. 31, *а*) формируется за счет заряда конденсатора $C_к$ через резистор $R_к$ и быстрого разряда через коллекторную цепь транзистора, когда последний полностью открывается.

Длительность импульсов обратного хода в блокинг-генераторе связана с параметрами элементов схемы следующим приближенным соотношением:

$$T_2 = \frac{L_1}{n r_{б.э}} \left(B - \frac{1}{n} \right), \qquad (81)$$

в котором $r_{б.э} = 150 \div 500$ *ом* — прямое сопротивление участка база — эмиттер насыщенного транзистора; L_1 — индуктивность первичной (коллекторной) обмотки трансформатора; $n = w_1/w_2$ — коэффициент трансформации, равный отношению числа витков первичной обмотки к числу витков вторичной обмотки.

Из формулы (81) видно, что при увеличении индуктивности первичной обмотки трансформатора длительность импульсов обратного хода возрастает. На практике время обратного хода формируемого пилообразного напряжения кадровой развертки выбирается в пределах 100—500 *мксек*. Коэффициент трансформации трансформатора в схемах транзисторных блокинг-генераторов, в которых используются германиевые транзисторы, принимается в большинстве случаев равным $n=0{,}25 \div 0{,}5$, причем меньшая величина n наиболее пригодна для типов транзисторов с малым значением параметра B.

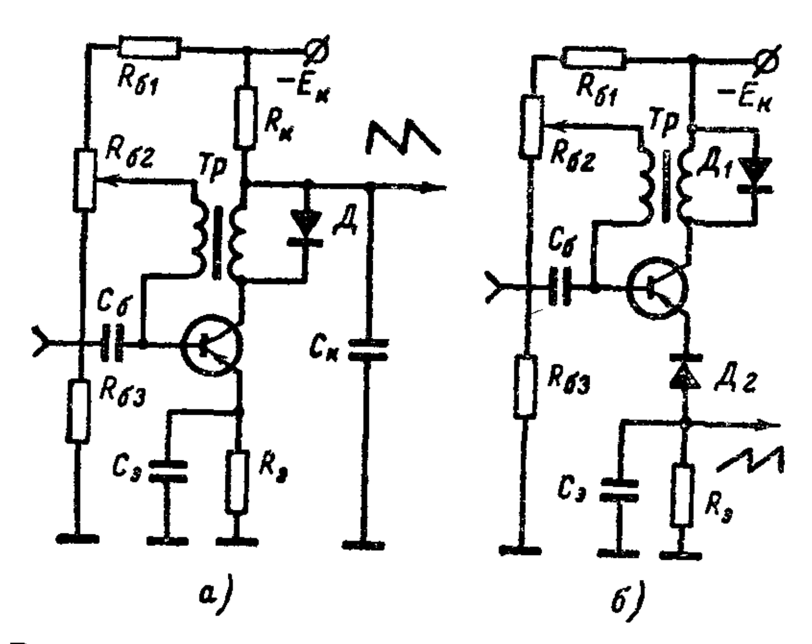


Рис. 31. Задающий генератор кадровой развертки.

а — типовая схема с формированием пилообразного напряжения в коллекторной цепи; *б* — блокинг-генератор с улучшенной стабильностью собственной частоты.

Собственную частоту блокинг-генератора регулируют, изменяя постоянное напряжение на базе транзистора при помощи потенциометра $R_{б2}$ (см. рис. 30). При этом пропорционально изменяется и напряжение на эмиттере открытого транзистора, так как транзистор по постоянному току включен по схеме эмиттерного повторителя. Если, например, постоянная составляющая тока эмиттера уменьшается по абсолютной величине, то разряд конденсатора $C_э$ происходит медленнее вследствие того, что средний ток разряда (на постоянное сопротивление резистора $R_э$) уменьшается. Это приводит к увеличению времени, в течение которого транзистор остается в закрытом состоянии, т. е. происходит уменьшение собственной частоты блокинг-генератора.

Время, в течение которого транзистор блокинг-генератора остается в закрытом состоянии, соответствует прямому ходу пилообразного напряжения. Оно может быть вычислено по следующей приближенной формуле:

$$T_1 = R_э C_э \ln \frac{|E_б| + |U_c|}{|E_б|}, \qquad (82)$$

в которой $|E_б|$ — абсолютная величина постоянного напряжения на базе транзистора, а $|U_c|$ — абсолютная величина размаха пилообразного напряжения, возникающего на конденсаторе $C_э$. Цепочка $R_э C_э$ называется времязадающей, так как время прямого хода зависит в основном от постоянной времени этой цепочки.

Назначение резисторов $R_{б1}$ и $R_{б3}$ в приведенных схемах блокинг-генераторов заключается в том, чтобы ограничить пределы регулировки постоянного напряжения на базе. Сопротивления этих резисторов выбирают с таким расчетом, чтобы имелась возможность при помощи потенциометра $R_{б2}$ плавно изменять частоту собственных колебаний блокинг-генератора в требуемых пределах.

При выборе элементов схемы блокинг-генератора необходимо следить за тем, чтобы в момент заряда конденсатора $C_э$ ток коллектора в импульсе $I_{к.имп}$ не превышал допустимого, оговоренного в справочных данных. Величина этого тока определяется выражением

$$I_{к.имп} = \frac{E_б}{R_э} \frac{T_1}{T_2}. \qquad (83)$$

Размах пилообразного напряжения, снимаемого с конденсатора $C_э$, может быть вычислен по формуле

$$U_c = \frac{I_{к.имп} T_2}{C_э}. \qquad (84)$$

При этом коэффициент нелинейности составит:

$$k_н = \frac{E_б}{U_c}.$$

Важным свойством транзисторных блокинг-генераторов, используемых в задающих генераторах телевизионной развертки, является стабильность частоты собственных колебаний, во многом определяющая качество синхронизации. Рассмотрим кратко причины, вызывающие нестабильность, и меры, улучшающие этот параметр.

Период собственных колебаний блокинг-генератора в основном определяется длительностью прямого хода, так как она намного больше длительности обратного хода. Поэтому и стабильность собственных колебаний зависит от стабильности времени прямого хода пилообразного напряжения.

Одна из причин нестабильности собственной частоты транзисторного блокинг-генератора состоит в том, что длительность прямого хода зависит от величины статического коэффициента усиления транзистора по току B, который заметно изменяется от температуры и с течением времени.

Механизм связи времени прямого хода с параметром B таков, что при увеличении B увеличивается коэффициент насыщения транзистора во время обратного хода, а это приводит к уменьшению выходного сопротивления открытого транзистора. Следовательно, конденсатор $C_э$ за время обратного хода в случае большего B зарядится до большего напряжения. А это в соответствии с формулой (82) должно привести к увеличению времени T_1, так как заряд конденсатора до большего напряжения по существу означает увеличение напряжения U_c.

Уменьшить влияние изменения параметра B на длительность прямого хода можно несколькими путями. Во-первых, коэффициент насыщения следует выбирать достаточно большим $S_{нас} = 5 \div 10$, так как относительные изменения коэффициента насыщения при его боль-

шом абсолютном значении проявляются значительно слабее. Во-вторых, время обратного хода не должно быть слишком малым с тем, чтобы за время обратного хода конденсатор $C_э$ успевал заряжаться через внутреннее сопротивление открытого транзистора до возможно большего напряжения.

Наконец, можно установить в цепи коллектора резистор, сопротивление которого существенно превышает сопротивление насыщенного транзистора с тем, чтобы относительное изменение сопротивления насыщения было во много раз меньше общего сопротивления в цепи коллектора. Обычно искусственное увеличение активного сопротивления трансформатора дает желаемый результат.

Вторая причина нестабильности собственной частоты блокинг-генератора — наличие в транзисторе температурно-зависимых обратных токов коллектора $I_{К0}$ и эмиттера $I_{э0}$.

Во время обратного хода пилообразного напряжения ток $I_{К0}$, протекая в цепи базы, несколько изменяет напряжение на базе, что эквивалентно небольшому смещению движка потенциометра $R_{б2}$. Это приводит к изменению режима транзистора по постоянному току. Ток $I_{К0}$, изменяясь от температуры, вызывает температурную нестабильность собственной частоты блокинг-генератора.

Влияние нестабильности тока $I_{К0}$ может быть сведено до минимума выбором достаточно большого тока в делителе $R_{б1}$, $R_{б2}$, $R_{б3}$, т. е. установкой в этом делителе резисторов достаточно малого суммарного сопротивления. При этом напряжение на базе будет слабо зависеть от изменения обратного тока в коллекторно-базовом переходе.

Влияние нестабильности обратного тока эмиттерно-базового перехода $I_{э0}$ проявляется в том, что, помимо основной цепи разряда конденсатора $C_э$ на резистор $R_э$, появляется паразитная температурно-зависимая цепь разряда током $I_{э0}$ на базу транзистора через его эмиттер. Это приводит к нестабильности постоянной времени общей цепи разряда и, следовательно, к нестабильности времени прямого хода.

Уменьшить влияние изменения тока $I_{э0}$ на стабильность собственной частоты блокинг-генератора можно соответствующим выбором элементов разрядной цепочки $R_эC_э$. Для этого сопротивление резистора $R_э$ не следует выбирать слишком большим. Однако пользоваться этим приемом надо осторожно, так как эта мера приводит к увеличению импульсного тока коллектора $I_{к.имп}$.

Другое средство уменьшения изменения тока $I_{э0}$ на стабильность длительности прямого хода состоит в том, что времязадающая цепь подключается к эмиттеру транзистора не непосредственно, а через полупроводниковый диод, имеющий большое обратное сопротивление. Схема с полупроводниковым диодом в эмиттерной цепи блокинг-генератора приведена на рис. 31, *б*. В этой схеме необходимо применять кремниевые плоскостные диоды, допускающие импульсы тока до 100—200 *ма*.

В рассмотренных выше схемах блокинг-генераторов времязадающая цепь была включена в эмиттер транзистора. Однако возможен и другой вариант схемы, в котором времязадающая цепь включается в цепь базы. Такая схема приведена на рис. 32. Рабочие процессы в этой схеме аналогичны процессам, происходящим в схемах, приведенных выше. Особенностью является то, что запирание транзистора на время прямого хода происходит положительным напряжением, которое вырабатывается в момент обратного хода за счет выпрямления импульса, возникающего в базовой обмотке трансформатора. Роль выпрямительного диода выполняет в этой схеме эмиттерно-базовый

переход транзистора, который способствует накоплению положительного заряда на конденсаторе C.

Достоинством схемы, изображенной на рис. 32, является то, что эффективность использования коллекторного напряжения здесь несколько выше, чем в схемах, в которых времязадающая цепь включена в цепь эмиттера. Поэтому и линейность пилообразного напряжения в последней схеме получается несколько лучшей. Основной недостаток схемы — более низкая стабильность собственной частоты блокинг-генератора, так как данная схема из-за относительно большого эквивалентного сопротивления, подключенного к базе, в большей степени подвержена влиянию изменяющегося от температуры обратного тока коллектора.

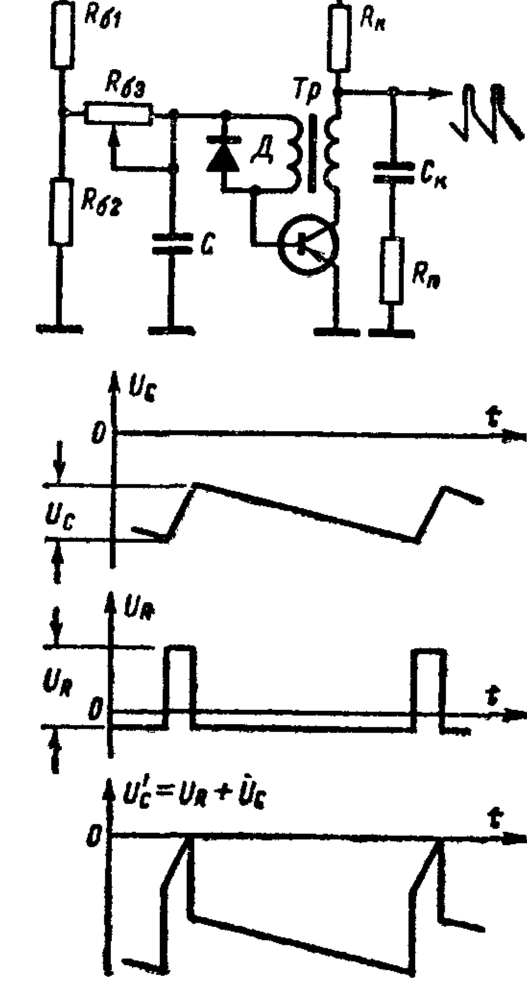


Рис. 32. Генератор пилообразно-импульсного напряжения.

Схема с времязадающей цепью в базе находит значительно меньшее применение в транзисторных телевизорах, чем схема с времязадающей цепью в эмиттере.

Часто бывает нужно, чтобы пилообразное напряжение, формируемое задающим генератором кадровой развертки, содержало импульсную составляющую. В генератор пилообразно-импульсного напряжения может быть превращен любой из рассмотренных блокинг-генераторов, если к обычной разрядной цепочке добавить еще один резистор, включаемый последовательно с разрядной емкостью.

В схеме, изображенной на рис. 32, формируется пилообразно-импульсное напряжение, так как конденсатор $C_К$ включен не непосредственно на общий провод схемы, а через резистор $R_п$.

Цепь формирования пилообразно-импульсного напряжения работает так, что в момент обратного хода конденсатор $C_К$ быстро разряжается через открытый транзистор и резистор $R_п$. Ток разряда $I_{к.имп}$, проходя через резистор $R_п$, создает на нем импульсное падение напряжения U_R (рис. 32), которое в этот момент складывается с изменением напряжения на конденсаторе $C_К$.

Размах импульсной составляющей напряжения равен:

$$U_R = I_{к.имп} R_п, \qquad (85)$$

где $I_{к.имп}$ — ток разряда конденсатора $C_К$, определяемый соотношением (83).

Отношение пилообразной составляющей напряжения на выходе

формирующей цепочки к импульсной составляющей может быть вычислено по формуле

$$\frac{U'_{c}}{U_R} = \frac{U_{c} - U_R}{U_R}, \qquad (86)$$

где U_c — размах пилообразной составляющей при условии, если бы резистор $R_п$ в схеме отсутствовал.

Следует заметить, что нестабильность постоянного напряжения питания задающего генератора кадровой развертки оказывает существенное влияние на стабильность размаха формируемого пилообразного напряжения, что вызывает изменение вертикального размера изображения. Стабилизация напряжения источника питания схемы задающего генератора, например с помощью полупроводниковых стабилитронов, не решает полностью задачи стабилизации вертикального размера изображения.

Дело в том, что на стабильность вертикального размера оказывает свое влияние не только стабильность пилообразного напряжения, но и стабильность высокого напряжения на втором аноде кинескопа. Поэтому задача стабилизации вертикального размера должна решаться совместно с задачей стабилизации высокого напряжения.

Учитывая это положение, а также и то, что горизонтальный размер изображения при изменении напряжения источника питания тоже не остается постоянным, обычно стремятся сделать так, чтобы при изменении питающего напряжения оставалось неизменным соотношение сторон кадра, т. е. чтобы размеры по вертикали и горизонтали изменялись пропорционально.

В большинстве схем стабилизация формата изображения достигается тем, что с помощью элементов с нелинейной вольт-амперной характеристикой (варисторов или стабилитронов) получают такой источник питания для задающего генератора кадровой развертки, который обеспечивает требуемую зависимость размаха пилообразного напряжения от напряжения источника питания. Характеристика такого источника в большинстве случаев получается промежуточной между характеристикой хорошего стабилизатора напряжения и характеристикой нестабилизированного источника.

Блокинг-генератор кадровой частоты следует питать от источника с достаточно малым уровнем пульсаций. Это важно потому, что на каждом телецентре частота полей кадровой развертки передающей трубки синхронна с частотой сети переменного тока. Если частота местной сети, от которой питается телевизор, не совпадает с частотой сети передающего телецентра, то частота кадровой развертки телевизора оказывается несинхронной с частотой пульсаций выпрямителя. В таком случае пульсации напряжения источника питания воспринимаются блокинг-генератором как изменение абсолютного значения питающего напряжения с частотой, равной разности частот кадровой развертки и местной сети переменного тока. А любые изменения напряжения питания блокинг-генератора, как было показано выше, приводят к изменению размаха пилообразного напряжения и, следовательно, медленным изменениям вертикального размера изображения.

Описанный эффект возникает, естественно, только в случае, если частота местной сети переменного тока несинхронна с частотой сети передающего телецентра (например, во время ретрансляции местным телецентром программ отдаленных телецентров или в случае приема программ цветного телевидения, когда частота кадровой развертки не бывает синхронной с частотой даже местной сети).

СИНХРОНИЗАЦИЯ ЗАДАЮЩЕГО ГЕНЕРАТОРА

Синхронизация кадровой развертки в телевизорах осуществляется, как правило, импульсным методом, т. е. воздействием кадровых синхроимпульсов, выделяемых интегрирующими цепями из синхросмеси, непосредственно на задающий генератор развертки. При этом импульсы кадровой синхронизации через разделительную емкость подаются в цепь базы или коллектора транзистора. Реже для связи источника кадровых синхроимпульсов с блокинг-генератором применяется специальная третья обмотка трансформатора, на которую подаются синхроимпульсы.

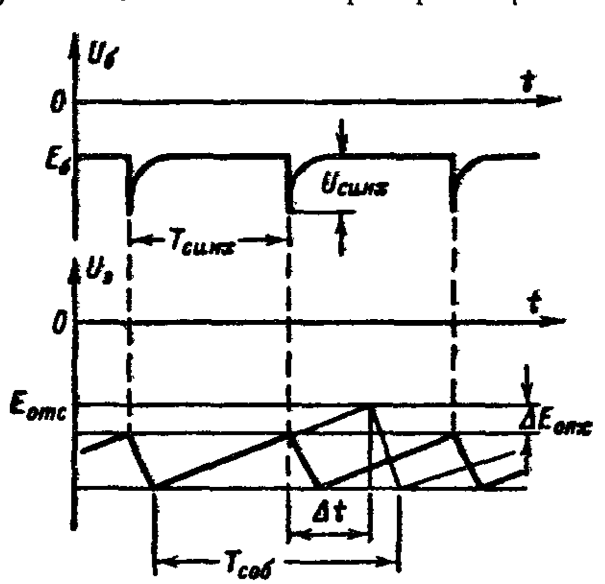


Рис. 33. Процесс захватывания частоты при импульсной синхронизации блокинг-генератора.

Для синхронизации кадровой развертки преимущественно используется фронт синхроимпульса, т. е. процесс перехода блокинг-генератора от прямого хода к обратному совпадает во времени с фронтом синхроимпульса. При этом складываются наиболее благоприятные условия для получения симметричной и устойчивой чересстрочности.

Процесс импульсной синхронизации блокинг-генератора иллюстрируется с помощью рис. 33. Импульс синхронизации при любой схеме запуска в конечном итоге достигает базы транзистора, так как коллектор и база связаны между собой трансформатором. Наличие синхроимпульса в базе изменяет уровень напряжения отсечки, соответствующий переходу транзистора из запертого состояния в открытое, смещая его на величину $\Delta E_{отс}$.

При этом транзистор открывается раньше на время Δt, чем в случае отсутствия синхроимпульса. Таким образом, синхроимпульс принудительно укорачивает период собственных колебаний блокинг-генератора, заставляя транзистор срабатывать с частотой приходящих синхроимпульсов. Очевидно, что для уверенной синхронизации размах синхроимпульса, попадающего на базу, должен удовлетворять условию $U_{синх} > \Delta E_{отс}$. По мере увеличения разницы между периодом собственных колебаний блокинг-генератора и периодом следования синхроимпульсов величина $\Delta E_{отс}$ увеличивается, а поэтому для вхождения в синхронизм требуется больший размах синхроимпульсов.

Условия импульсной синхронизации блокинг-генератора требуют, чтобы период следования синхроимпульсов был несколько меньше периода собственных колебаний блокинг-генератора. При этом область собственных частот, в пределах которой блокинг-генератор уверенно входит в режим вынужденных колебаний, называемая полосой захвата, располагается всегда ниже частоты синхроимпульсов.

Верхняя граничная частота полосы захвата теоретически равна частоте приходящих синхроимпульсов. Нижняя граничная частота

полосы захвата зависит от размаха синхроимпульсов и расширяется по мере увеличения их размаха

Наиболее устойчивая синхронизация блокинг-генератора имеет место, когда собственная частота примерно равна частоте следования синхроимпульсов. Однако при регулировке частоты кадров стремятся к тому, чтобы осталась разница между частотой собственных и частотой вынужденных колебаний, т. е настраивают блокинг-генератор на частоту, величина которой несколько ниже частоты синхроимпульсов

Это объясняется тем, что при равенстве частот собственных и вынужденных колебаний появляется опасность нарушения синхронизации из-за нестабильности собственной частоты блокинг-генератора Если, например, собственная частота несколько увеличится и станет выше частоты синхроимпульсов, то частота блокинг-генератора выйдет за пределы полосы захвата и синхронизация нарушится

Для того чтобы блокинг-генератор запускался фронтом синхроимпульса, нужно, чтобы при различных вариантах подачи синхроимпульса его полярность была определенной. В случае использования в блокинг-генераторе транзисторов типа *p n-p* на базу требуется подавать отрицательные синхроимпульсы, а на коллектор — положительные. Если же в блокинг-генераторе используется транзистор типа *n-p-n*, то на базу нужно подавать положительные синхроимпульсы, а на коллектор — отрицательные.

Об этом не следует забывать и в тех случаях когда, используется трансформатор со специальной третьей обмоткой.

Схема блокинг-генератора, в которой имеется специальная обмотка для синхронизации, дает наилучшие результаты по качеству синхронизации, так как соответствующим выбором числа витков этой обмотки всегда имеется возможность подобрать оптимальное согласование выходного сопротивления источника синхроимпульсов с входным сопротивлением блокинг-генератора

Следует заметить, что для получения симметричной чересстрочности развертки время обратного хода задающего генератора кадров желательно выбирать не более 192 *мксек*, т е не более длительности кадрового синхроимпульса. Если время обратного хода превышает длительность кадрового синхроимпульса, то срез синхроимпульса может создавать нежелательное воздействие на режим блокинг-генератора или даже раньше положенного времени переводить транзистор из открытого состояния в закрытое

Однако по соображениям получения хорошей стабильности собственной частоты блокинг-генератора, а также для того, чтобы уменьшить по возможности всплеск напряжения на коллекторе транзистора выходного каскада кадровой развертки, время обратного хода задающего генератора кадров желательно выбирать большим Удовлетворить обоим противоречивым требованиям можно, если между источником синхроимпульсов и задающим генератором установить полупроводниковый диод так, как это сделано на рис. 34 *а*

В этой схеме источником кадрового синхроимпульса является усилительный каскад, предшествующий блокинг-генератору. Положительный синхроимпульс подается через диод $Д_2$ непосредственно в коллектор транзистора После того, как транзистор блокинг-генератора откроется фронтом синхроимпульса, его срез уже не будет влиять на режим транзистора, так как напряжение на коллекторе упадет, а диод $Д_1$ будет заперт на все время обратного хода.

Аналогичная схема для варианта с трехобмоточным трансформатором дана на рис. 34, *б*. В этой схеме синхроимпульс отрицательной полярности с выхода двухзвенной интегрирующей цепочки через диод

$Д_1$ поступает на специальную обмотку трансформатора. После запуска на специальной обмотке возникает собственный отрицательный импульс блокинг-генератора, который приводит к запиранию диода $Д_1$. При этом цепь синхронизации как бы отключается от цепи запуска на время, пока транзистор блокинг-генератор находится в открытом состоянии.

Блокинг-генератор чувствителен к воздействию импульсных помех, воспринимаемых им как ложные синхронизирующие импульсы,

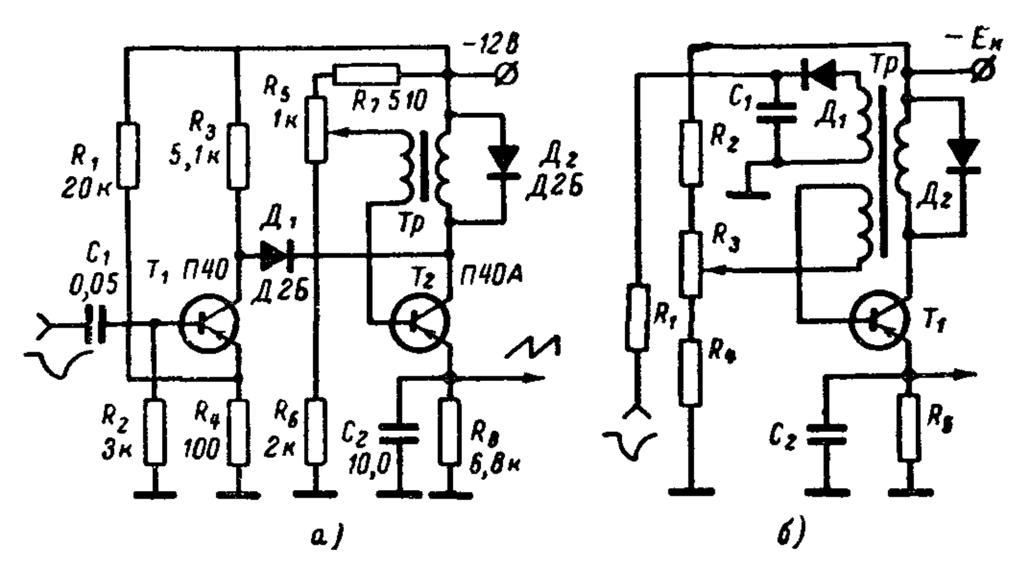


Рис. 34. Две схемы синхронизации задающего генератора кадровой развертки с разделенным входом.

если эти помехи имеют размахи, соизмеримые с размахом синхроимпульса Но кратковременные импульсные помехи сильно подавляются в интегрирующих цепях выделения кадровых синхроимпульсов и вероятность появления таких помех мала.

Однако на качество синхронизации задающего генератора кадровой развертки существенно влияют и слабые остатки импульсных помех. При этом помехоустойчивость синхронизации зависит от длительности фронта синхронизирующих импульсов.

Слишком большая длительность фронта синхроимпульса приводит к нестабильности периода вынужденных колебаний блокинг-генератора, которая вызывается действием импульсных помех (рис. 35).

Рис. 35. Влияние импульсной помехи на время запуска кадрового блокинг-генератора.

В результате сложения сигнала синхронизации $U_{синх}$ с импульсной помехой $U_{пом}$ происходит искажение формы фронта синхронизирующего импульса, что приводит к смещению момента срабатывания блокинг-генератора. Блокинг-генератор запустится на время Δt раньше, если помеха имеет такую же полярность, что и синхроимпульс,

так как напряжение на базе транзистора раньше достигнет уровня запуска $U_{зап}$, чем при отсутствии помехи.

Преждевременный запуск задающего генератора кадровой развертки или запуск с некоторым запаздыванием приводит к смещению одного полукадра относительно другого на некоторое время. При этом один из полукадров относительно другого будет сдвинут не точно на время, равное длительности половины строки, что вызовет кратковременное нарушение симметрии чересстрочного разложения. Если импульсы помех следуют хаотически, то на экране телевизора будет наблюдаться такое же нарушение чересстрочности, т. е. чересстрочность, как принято говорить, будет неустойчивой.

Более неприятный эффект вызывают регулярные импульсные помехи, возникающие вследствие влияния импульсов строчной развертки на работу задающего генератора кадровой развертки. В этом случае остатки строчных синхроимпульсов или импульсы, генерируемые каскадами строчной развертки, могут проникать в цепь синхронизации задающего генератора кадровой развертки через общие цепи питания, а также из-за нерационально выполненного монтажа и неудачного размещения элементов схемы.

В результате воздействия такой помехи происходит устойчивое нарушение симметрии чересстрочного разложения или даже полное спаривание строк, проявляющееся в наложении строк четных и нечетных полей разложения друг на друга. Это вдвое уменьшает четкость изображения по вертикали, а также при этом несколько уменьшается и четкость по горизонтали. Снижение четкости по вертикали объясняется тем, что число элементов изображения, воспроизводимых на экране телевизора и воспринимаемых зрением, уменьшается из-за кажущегося уменьшения числа строк в кадре. Вместе с тем в результате наложения соседних строк друг на друга происходит смазывание мелких деталей вдоль строк, так как видеоинформация в соседних строках не одинакова.

Рассмотрим пути улучшения качества чересстрочной структуры растра. Основное внимание должно быть уделено тщательной экранировке цепей запуска блокинг-генератора кадровой развертки. Блокинг-трансформатор не следует размещать вблизи элементов схемы, вокруг которых имеются сильные переменные электростатические или электромагнитные поля. Такими элементами являются, например, выходной строчный трансформатор, отклоняющая система, каскады строчной развертки и т. п.

Другим средством улучшения чересстрочности является уменьшение длительности фронта кадрового синхроимпульса, если при этом удается достаточно эффективно подавить строчные синхроимпульсы. Поэтому применение многозвенной интегрирующей цепочки для выделения кадровых синхроимпульсов предпочтительнее по сравнению с однозвенной интегрирующей цепочкой.

ВЫХОДНОЙ КАСКАД

В транзисторных переносных конструкциях промышленных телевизоров преимущественно применяется схема однотактного выходного каскада кадровой развертки с дроссельным или автотрансформаторным выходом. Применение выходного каскада с дроссельным выходом дает возможность уменьшить размеры и вес телевизора, что очень важно для переносной модели. Реже, главным образом в стационарных конструкциях, применяется трансформаторный выход, позволяющий получить оптимальное согласование коллекторной цепи транзистора с нагрузкой.

Транзистор в выходном каскаде, как правило, включают по схеме с общим эмиттером, что позволяет получить максимальное усиление по мощности и обойтись меньшим числом каскадов. Схема с общим коллектором не применяется, так как в связи с низким выходным сопротивлением такого каскада трудно обеспечить приемлемое время обратного хода развертки. Схема с общей базой не нашла применения вследствие отсутствия усиления по току и низкого входного сопротивления, что требует согласующего трансформатора между предварительным и оконечным каскадами.

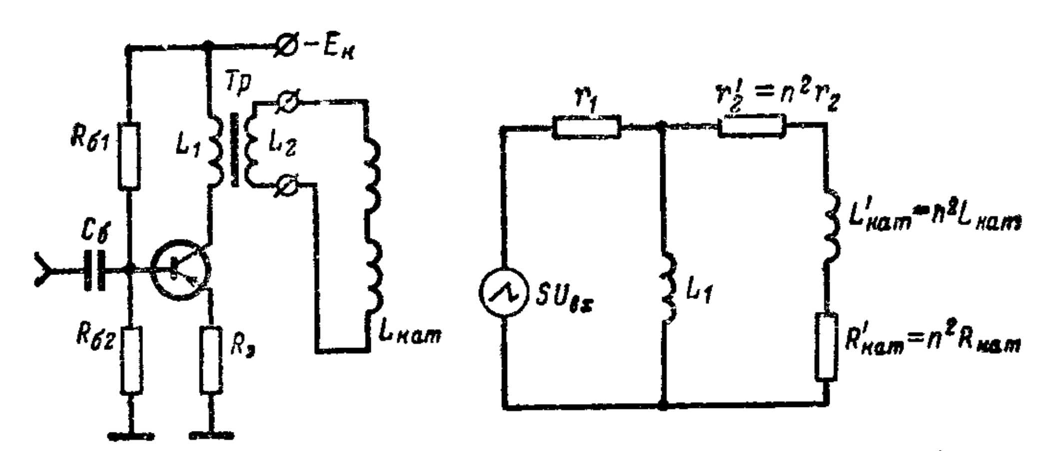


Рис. 36. Выходной каскад кадровой развертки с трансформаторным выходом и его эквивалентная схема.

Поскольку дроссельный и автотрансформаторный выходные каскады можно рассматривать как частный случай трансформаторного каскада, рассмотрим работу выходного каскада кадровой развертки с трансформаторным выходом.

На рис. 36 изображены схема трансформаторного выходного каскада и его эквивалентная схема, которая дает возможность более наглядно представить основные соотношения и связи в этой схеме.

Из эквивалентной схемы видно, что недостаточно большая индуктивность первичной обмотки трансформатора L_1 должна вызывать низкочастотное искажение пилообразного импульса. Это равносильно искажению формы пилообразного тока в отклоняющих катушках, так как при линейном токе коллектора отклоняющий ток не будет линейным. Коэффициент нелинейности отклоняющего тока связан с параметрами эквивалентной схемы следующим соотношением, справедливым в случае не слишком большой нелинейности отклоняющего тока

$$k_н = T_1 \frac{R'_{кат}}{L_1}. \quad (87)$$

Для получения достаточно малого коэффициента нелинейности пилообразного тока требуется очень большая индуктивность первичной обмотки трансформатора. На практике применяют трансформаторы со значительно меньшей индуктивностью, чем это требуется согласно последней формуле, а для компенсации нелинейности придают линейно нарастающему участку коллекторного тока $i_к$ форму вогнутой дуги (рис. 37). Форма базового тока $i_б$ должна при этом соответствовать требуемой форме коллекторного тока, а также учитывать нелинейные усилительные свойства самого транзистора.

В связи с тем, что искажения формы пилообразного тока в отклоняющих катушках, возникающие из-за недостаточной индуктивности L_1, и искажения формы из-за нелинейных свойств транзистора сходны по своему характеру, методы коррекций этих искажений аналогичны. Коррекция этих двух видов искажений обычно осуществляется с помощью частотно-зависимых цепей и нелинейных элементов. Необходимая для коррекции частотная характеристика может быть получена введением в усилительную часть схемы кадровой развертки частотно-зависимых цепей обратной связи. Очень часто применяют схему с положительной обратной связью через интегрирующую цепочку, которая позволяет осуществить подъем частотной характеристики в области низких частот, или схему с отрицательной обратной связью через дифференцирующую цепочку, позволяющую получить спад частотной характеристики в области средних и высоких частот. Введение частотно-зависимых обратных связей позволяет получить более равномерную общую частотную характеристику.

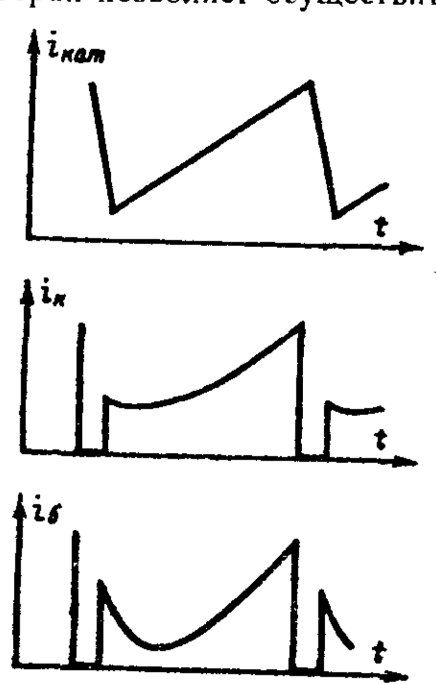


Рис. 37. Форма токов в выходном каскаде кадровой развертки.

Наиболее распространенный способ коррекции с помощью нелинейных цепей заключается в использовании нелинейных свойств транзисторных каскадов, предшествующих выходному каскаду. Соответствующим выбором режима работы этих каскадов можно получить нелинейные искажения, характер которых будет обратным по отношению к искажениям, возникающим в выходном каскаде.

Линейность амплитудной характеристики выходного каскада может быть улучшена, если каскад охватить отрицательной обратной связью по переменному току. Для этого достаточно в цепь эмиттера установить резистор $R_э$ (см. рис. 36), сопротивление которого выбирают не слишком большим (2—5 *ом*), чтобы не очень сильно уменьшить коэффициент усиления по мощности.

Весьма эффективным способом линеаризации пилообразного тока в отклоняющих катушках является применение отрицательной обратной связи, охватывающей всю усилительную часть схемы кадровой развертки. Для этого последовательно с отклоняющими катушками включают резистор (R_c на рис. 40), имеющий небольшое, порядка 1—5 *ом* сопротивление, с которого снимается напряжение обратной связи, пропорциональное току в отклоняющих катушках. Это напряжение подводится к одному из предварительных каскадов.

ВЫБОР РЕЖИМА РАБОТЫ ВЫХОДНОГО КАСКАДА

На рис. 38 изображена эпюра напряжения на коллекторе, позволяющая рассмотреть особенности работы выходного каскада в различных стадиях формирования пилообразного тока в отклоняющих катушках.

Во время прямого хода развертки отрицательное напряжение на

коллекторе уменьшается и к моменту начала обратного хода достигает величины остаточного напряжения $U_{ост}$, которое всегда должно быть несколько больше напряжения насыщения транзистора. Если величина остаточного напряжения будет слишком мала, то из-за нелинейности участка выходной динамической характеристики, находящегося в непосредственной близости к точке насыщения, нижняя часть изображения будет несколько сжата или даже завернута (вследствие ограничения коллекторного тока). Это искажение будет усугубляться по мере уменьшения напряжения питания и при повышении температуры транзистора.

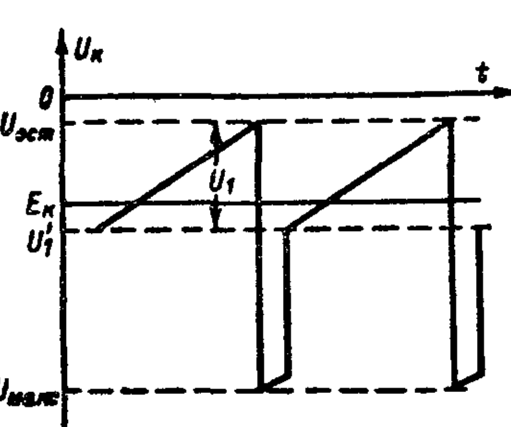


Рис. 38. Эпюра коллекторного напряжения в выходном каскаде кадровой развертки.

Во время обратного хода развертки транзистор должен запираться импульсом, приходящим на его базу от предварительного каскада. При этом из-за резкого изменения тока в индуктивности отклоняющих катушек на первичной обмотке выходного трансформатора возникает резкий скачок напряжения. В этот момент отрицательное напряжение на коллекторе достигает величины

$$U_{макс} = U_{ост} + U_1 + n\,\frac{L_{кат}\,I_{кат}}{T_ф}, \quad (88)$$

где $T_ф$ — время перехода транзистора из открытого в запертое состояние; $I_{кат}$ — размах пилообразного тока в отклоняющих катушках и $n = w_1/w_2$ — коэффициент трансформации.

Всплеск напряжения во время обратного хода обычно превышает допустимое напряжение между коллектором и базой. Поэтому стремятся ограничить величину этого всплеска.

Наиболее часто ограничение всплеска достигается при помощи варистора R (рис. 41), присоединяемого к первичной обмотке выходного трансформатора (или к обмотке дросселя). Во время прямого хода развертки, когда на первичной обмотке действует относительно небольшое напряжение, сопротивление варистора будет большим и его влияние практически не будет сказываться на работе выходного каскада. Во время обратного хода, когда возникает значительное импульсное напряжение, сопротивление варистора резко уменьшается, а обмотка оказывается зашунтированной этим сопротивлением, что предотвращает слишком большое увеличение напряжения на коллекторе.

В более мощных выходных каскадах кадровой развертки для ограничения всплеска напряжения может быть использована схема с полупроводниковым диодом (рис. 40). В этой схеме во время прямого хода развертки конденсатор C заряжен и отрицательное напряжение на нем по абсолютной величине больше напряжения источника питания. В это время диод закрыт, а конденсатор C медленно разряжается на источник питания через резистор R. К началу обратного хода напряжение на конденсаторе уменьшается, но по-прежнему остается больше напряжения источника питания, так как постоянная времени RC выбирается достаточно большой.

Во время обратного хода отрицательное напряжение на коллекторе резко возрастает. Когда величина его становится больше напряжения на конденсаторе, диод *Д* открывается, и дальнейший рост коллекторного напряжения прекращается, так как первичная обмотка трансформатора оказывается зашунтированной емкостью конденсатора *С*. В это время конденсатор быстро заряжается, и напряжение на нем вновь возрастает.

Емкость конденсатора *С* обычно выбирают равной 10—15 *мкф*, а требуемое сопротивление резистора может быть определено по следующей приближенной формуле:

$$R \approx n \frac{U_{\text{к.доп}} T_1}{I_{\text{кат}} T_{2\text{доп}}}, \qquad (89)$$

в которой $U_{\text{к.доп}}$ — допустимое напряжение на коллекторе используемого транзистора, $T_{2\text{доп}}$ = 1 400 *мксек* — допустимое время обратного хода кадровой развертки.

Следует иметь в виду, что при ограничении всплеска напряжения увеличивается время обратного хода. Если это время станет больше длительности кадрового гасящего импульса, то часть передаваемой информации придется на обратный ход развертки, т. е. не будет воспроизведена на экране телевизора. Чтобы этого не случилось, сопротивление резистора *R* следует подобрать так, чтобы время обратного хода развертки не превышало 1 400 *мксек*.

Согласно формуле (88) всплеск напряжения на коллекторе транзистора выходного каскада зависит от коэффициента трансформации выходного трансформатора. Следовательно, получить малое время обратного хода развертки можно, применив выходной трансформатор с не очень большим коэффициентом трансформации, так как при этом потребуется в меньшей степени ограничивать всплеск напряжения. Однако в этом случае увеличится ток коллектора, уменьшаются коэффициент усиления по току и входное сопротивление транзистора, что вызовет ухудшение линейности. С учетом характеристик транзисторов средней мощности оптимальный коэффициент трансформации принят равным $n = 1 \div 0{,}5$.

Выходной каскад кадровой развертки работает в режиме, аналогичном режиму класса А. Однако эта аналогия полностью исчезает во время обратного хода. Симметричность напряжения на коллекторе за счет импульсов обратного хода существенно нарушается. Поэтому для выходного каскада кадровой развертки требуется несколько большее напряжение питания, чем для каскадов, работающих в чистом режиме класса А.

Из рис. 38 видно, что линия, соответствующая напряжению $E_{\text{к}}$, располагается не точно посредине между напряжениями $U_{\text{ост}}$ и U'_1, а смещена в сторону напряжения U'_1. Чем больше длительность импульсов обратного хода и их амплитуда, тем ниже опускается линия $E_{\text{к}}$, т. е. требуется большее напряжение питания. С учетом этого минимальная величина напряжения источника питания выходного каскада кадровой развертки может быть вычислена по формуле

$$E_{\text{к}} = \frac{I_{\text{кат}}(r_1 + R_{\text{э}})}{n} + \frac{U_1}{2} + \frac{T_2}{T_1} U_{\text{макс}} + U_{\text{ост}}, \qquad (90)$$

где $R_{\text{э}}$ — сопротивление резистора в цепи эмиттера и r_1 — сопротивление первичной обмотки трансформатора.

Обычно в начале расчета величины $U_{\text{макс}}$ и T_2 неизвестны. Вместо них для прикидочного расчета можно подставить в формулу известные величины $U_{\text{к.доп}}$ и $T_{2\text{доп}}$ = 1 400 *мксек*.

Транзисторы, используемые в выходных каскадах кадровой развертки, должны позволять рассеивать на них значительную мощность $P_{\text{т}}$, определяемую как разность между мощностью P_0, потребляемой от источника питания, и мощностью $P_{\text{н}}$, потребляемой нагрузкой, т. е.

$$P_{\text{т}} = P_0 - P_{\text{н}} \approx \frac{E_{\text{к}} I_{\text{кат}}}{2n} - \frac{I^2_{\text{кат}} R_{\text{н}}}{12}, \qquad (91)$$

где $R_{\text{н}} = r_1 + n^2 r_2 + n^2 R_{\text{кат}} + n^2 R_{\text{с}} + R_{\text{э}}$ — полное активное сопротивление нагрузки каскада.

Полное использование раствора выходной динамической характеристики транзистора, работающего в выходном каскаде, а также широкий диапазон рабочих температур на коллекторном переходе, получающийся за счет тепловой инерции радиатора, требуют высокой температурной стабильности режима. В связи с тем, что нагрузкой каскада по постоянному току является первичная обмотка выходного трансформатора, имеющая малое активное сопротивление, напряжение на коллекторе транзистора от нестабильности коллекторного тока изменяется незначительно. Но с увеличением коллекторного тока уменьшаются коэффициент усиления по току и входное сопротивление транзистора, что вызывает ухудшение линейности амплитудной характеристики каскада.

Обычно стремятся, чтобы коллекторный ток при увеличении температуры перехода мог увеличиваться не более, чем на 10% номинального значения. С учетом этого допустимый коэффициент нестабильности выходного каскада определяется по формуле

$$S_{i\,\text{доп}} = \frac{0{,}1 I_0}{\Delta I_{\text{ко}}}. \qquad (92)$$

Если в каскаде используется стабилизация режима за счет обратной связи по току, то сопротивление стабилизирующего резистора $R_{\text{э}}$, устанавливаемого в цепь эмиттера, должно быть не менее

$$R_{\text{э}} = R_{\text{б}} \frac{1 - \frac{S_i}{B}}{S_i - 1}, \qquad (93)$$

где $R_{\text{б}}$ — полное сопротивление постоянному току в точке, к которой подсоединен базовый вывод транзистора. Для схемы, в которой используется емкостная связь между предварительным и выходным каскадом, сопротивление $R_{\text{б}}$ определяется по формуле

$$R_{\text{б}} = \frac{R'_{\text{б}} R''_{\text{б}}}{R'_{\text{б}} + R''_{\text{б}}}. \qquad (94)$$

Применение метода термокомпенсации по соображениям, изложенным выше, можно считать только вспомогательным средством для стабилизации режима, позволяющим при прочих равных условиях несколько увеличить сопротивление $R_{\text{б}}$ и тем самым получить некоторый выигрыш в усилении по мощности за счет увеличения входного сопротивления каскада.

Термистор для получения требуемой характеристики компенсации должен быть закреплен непосредственно на корпусе транзистора или на его радиаторе с тем, чтобы обеспечить тепловой контакт между термистором и корпусом прибора. При этом компенсация изменения режима транзистора будет происходить не только с учетом температуры окружающего воздуха, но главным образом, что очень важно, с учетом температуры транзистора

Весьма эффективным дополнительным средством улучшения термостабильности режима выходного каскада является введение в схему отрицательной обратной связи по постоянному току, охватывающей выходной и предвыходные каскады. Разумеется, это возможно, если в части схемы, охваченной такой обратной связью, все каскады связаны между собой гальванически, т. е. без разделительных конденсаторов.

Наилучшая стабильность режима выходного каскада может быть получена, когда будут использованы все известные способы стабилизации, а именно· стабилизация режима за счет отрицательных обратных связей и термокомпенсация режима При этом размеры и вес радиатора могут быть существенно уменьшены.

Транзистор выходного каскада кадровой развертки должен надежно запираться на время обратного хода, так как в этот момент величина выходной проводимости транзистора, если он недостаточно заперт, резко увеличивается и, следовательно, уменьшается выходное сопротивление каскада, которое шунтирует нагрузку. При малых токах коллектора выходная проводимость транзистора сильно зависит от величины начального тока коллектора, температурная нестабильность которого может вызывать нестабильность времени обратного хода и линейности пилообразного тока в нагрузке. Кроме того, закрытый транзистор позволяет допустить значительно большее напряжение на его коллекторе, чем открытый транзистор, что создает более благоприятные условия для надежной работы транзистора.

Выбор оптимального коэффициента трансформации для выходного трансформатора с точки зрения наилучшего использования напряжения источника питания может быть произведен по формуле

$$n = \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{ост}}}{1{,}2 I_{\text{кат}} R_{\text{кат}}}, \tag{95}$$

где $I_{\text{кат}}$ — размах пилообразного тока в отклоняющих катушках, необходимый для полного отклонения луча кинескопа, а $U_{\text{ост}}$ — остаточное напряжение на коллекторе транзистора, не превышающее для германиевых транзисторов средней мощности 2—4 *в*.

Индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора можно выбрать из условия

$$L_1 \geqslant 0{,}5 T_1 n^2 R_{\text{кат}}. \tag{96}$$

При этом линейность отклоняющего тока достигается довольно простыми средствами, а размеры трансформатора получаются вполне приемлемыми.

Размах пилообразного тока в коллекторе транзистора при этом будет равен:

$$I_1 = 1{,}2 \frac{I_{\text{кат}}}{n}, \tag{97}$$

а постоянная составляющая коллекторного тока, соответствующая требуемому размаху переменной составляющей, будет равна:

$$I_0 \approx 0{,}4 I_1. \tag{98}$$

Размах пилообразной составляющей напряжения на коллекторе транзистора можно вычислить по формуле

$$U_1 = I_1 (r_1 + n^2 r_2 + n^2 R_{\text{кат}}), \tag{99}$$

в которой r_1 — активное сопротивление первичной обмотки трансформатора; r_2 — активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора; $R_{\text{кат}}$ — активное сопротивление кадровых отклоняющих катушек.

Сопротивление обмоток выходного трансформатора не должно быть слишком большим. Трансформатор будет иметь приемлемый к. п. д., если сопротивления обмоток выбрать из условий· $r_2 \leqslant 0{,}1 R_{\text{кат}}$, $r_1 \leqslant 0{,}1 R'_{\text{кат}}$. Для изготовления трансформатора можно воспользоваться типовым сердечником, используемым в аналогичных по мощности ламповых схемах кадровой развертки.

При выборе транзистора для выходного каскада следует иметь в виду, что наиболее пригодны для этой цели низкочастотные транзисторы с большим допустимым напряжением между коллектором и базой (50—120 *в*), возможно бóльшим статическим коэффициентом усиления по току и возможно меньшим обратным током коллекторного перехода (например, транзисторы типов П214, П214Г и П215).

ОСОБЕННОСТИ ВЫХОДНОГО КАСКАДА С ДРОССЕЛЬНЫМ ВЫХОДОМ

Схема выходного каскада кадровой развертки с дроссельным выходом и его эквивалентная схема даны на рис. 39. В этой схеме дроссель и отклоняющие катушки по переменному току включены параллельно, и ток коллектора равен сумме токов, протекающих в дросселе и в отклоняющих катушках.

Для получения линейной зависимости между током коллектора и током в отклоняющих катушках необходимо, чтобы ток в дросселе тоже был линейным. Получение линейного пилообразного тока в двух катушках, к которым подведено одно и то же пилообразно-импульсное напряжение, возможно при условии, что постоянные времени этих катушек равны:

$$\frac{L_1}{r_1} = \frac{L_{\text{кат}}}{R_{\text{кат}}}, \tag{100}$$

так как требуемое соотношение между пилообразной и импульсной составляющими напряжения на катушке однозначно связано с постоянной времени этой катушки формулой (64). Если условие (100) не удовлетворяется, то может потребоваться довольно сложная коррекция формы входного сигнала.

Индуктивность дросселя невыгодно выбирать очень малой, так как при этом большая часть переменной составляющей тока коллектора будет ответвляться в цепь дросселя, шунтирующего отклоняющие катушки, и к. п. д. каскада будет малым.

С другой стороны, индуктивность дросселя не должна быть слишком большой, так как, увеличивая индуктивность дросселя, необходимо одновременно увеличивать и его активное сопротивление, чтобы сохранить неизменной постоянную времени дросселя. Но с увеличением его активного сопротивления увеличивается падение постоянного напряжения на нем, что приводит к большим поте-

рям мощности, потребляемой от источника питания, т. е. обусловливает низкий к. п. д.

Оптимальный вариант выбора параметров дросселя с точки зрения наивысшего к. п. д. каскада соответствует случаю, когда $L_1 = L_{кат}$ и $r_1 = R_{кат}$. Это говорит о том, что использование условия (100) для получения линейного отклоняющего тока, хотя и позволяет получить малые габариты и вес дросселя, но не обеспечивает высокой экономичности выходного каскада по питанию, т. е. пригодно только в том случае, когда экономичность по питанию не имеет решающего значения.

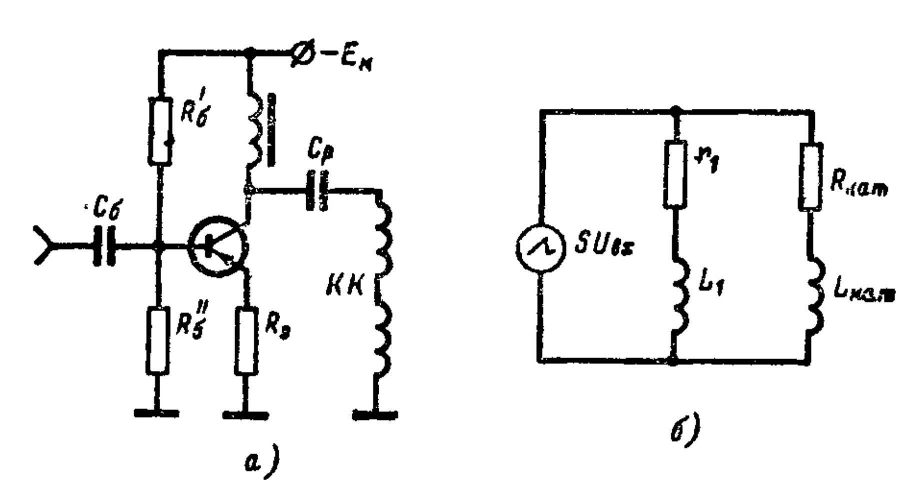


Рис. 39. Выходной каскад кадровой развертки с дроссельным выходом (*а*) и его эквивалентная схема (*б*).

Другое условие обеспечения достаточно линейной зависимости отклоняющего тока от входного сигнала заключается в том, чтобы удовлетворить неравенство

$$\frac{L_1}{r_1} \gg \frac{L_{кат}}{R_{кат}}. \tag{101}$$

В этом случае стремятся получить достаточную линейность отклоняющего тока при не очень большой индуктивности дросселя. Коэффициент нелинейности при этом определяется по формуле

$$k_н = T_1 \frac{R_{кат}}{L_1}, \tag{102}$$

согласно которой удовлетворительная линейность может быть получена при очень большой индуктивности дросселя, которую трудно применить на практике. Поэтому на практике используются дроссели со значительно меньшей индуктивностью, чем это требуется по формуле (102), а для компенсации нелинейности отклоняющего тока используют те же способы, что и в трансформаторных выходных каскадах.

Индуктивность дросселя обычно выбирается из условия

$$L_1 \geqslant 0,5 T_1 R_{кат}. \tag{103}$$

Рассчитанная таким образом индуктивность позволяет довольно хорошо компенсировать нелинейность отклоняющего тока, а размеры самого дросселя получаются небольшими.

Условие (101) для построения дроссельных выходных каскадов используется гораздо чаще, чем условие (100), так как некоторое увеличение габаритов и веса дросселя вполне окупается высокой экономичностью каскада по питанию.

В дроссельном выходном каскаде отклоняющие катушки подсоединяют к коллектору транзистора через разделительный конденсатор $C_р$, предотвращающий протекание постоянной составляющей тока коллектора через отклоняющие катушки. Емкость конденсатора $C_р$ должна быть достаточно большой. В противном случае возникнут существенные искажения формы отклоняющего тока, которые будет трудно скомпенсировать. Величину емкости конденсатора $C_р$ можно выбрать из условия

$$C_р \geqslant 2\frac{T_1}{R_{кат}}. \tag{104}$$

Для детального расчета выходного каскада с дроссельным выходом, построенного по принципу удовлетворения условия (101), могут быть использованы все примененные выше соотношения и зависимости, справедливые для выходного каскада с трансформаторным выходом, если принять в них $n=1$ и $r_2=0$.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

Предварительные каскады схемы кадровой развертки, включаемые между задающим генератором и выходным каскадом, обеспечивают усиление мощности пилообразного сигнала, а кроме того, в них производят коррекцию нелинейности отклоняющего тока, т. е. сигналу придается форма, необходимая для получения в отклоняющих катушках линейного пилообразного тока.

Число предварительных каскадов выбирают в зависимости от требований к линейности кадровой развертки, мощности в нагрузке выходного каскада и параметров применяемых транзисторов. В схемах, предназначенных для телевизоров с широкоугольными кинескопами с большим экраном, обычно требуется не менее двух каскадов предварительного усиления. Для других кинескопов в большинстве случаев достаточно одного предварительного каскада, включаемого по схеме эмиттерного повторителя или по схеме с общим эмиттером.

Получение удовлетворительных результатов в варианте с эмиттерным повторителем в качестве предварительного каскада возможно при условии, если транзисторы предвыходного и выходного каскадов имеют относительно большое значение статического коэффициента усиления по току *B* и, следовательно, хорошую линейность амплитудных характеристик. Это обстоятельство ограничивает возможность применения такого варианта.

При использовании предварительного каскада, включенного по схеме с общим эмиттером, благодаря большому усилению по мощности имеется возможность охватить предвыходной и выходной каскады глубокой обратной связью, которая является в этой схеме основным средством линеаризации пилообразного тока в нагрузке.

На рис. 40 приведена схема предвыходного и выходного каскадов, в которой напряжение обратной связи, пропорциональное отклоняющему току, подводится к эмиттеру транзистора предвыходного каскада. Глубина частотно-независимой отрицательной обратной связи здесь эффективно регулируется изменением сопротивления

резистора R_c. При достаточно глубокой обратной связи форма тока в отклоняющих катушках почти повторяет форму пилообразного напряжения, подводимого к предварительному каскаду.

Отрицательная обратная связь увеличивает входное сопротивление предварительного каскада, что способствует уменьшению влияния этого сопротивления на условия формирования пилообразного напряжения в задающем генераторе. При этом линейность пилообразного напряжения улучшается, а следовательно, улучшается и линейность отклоняющего тока.

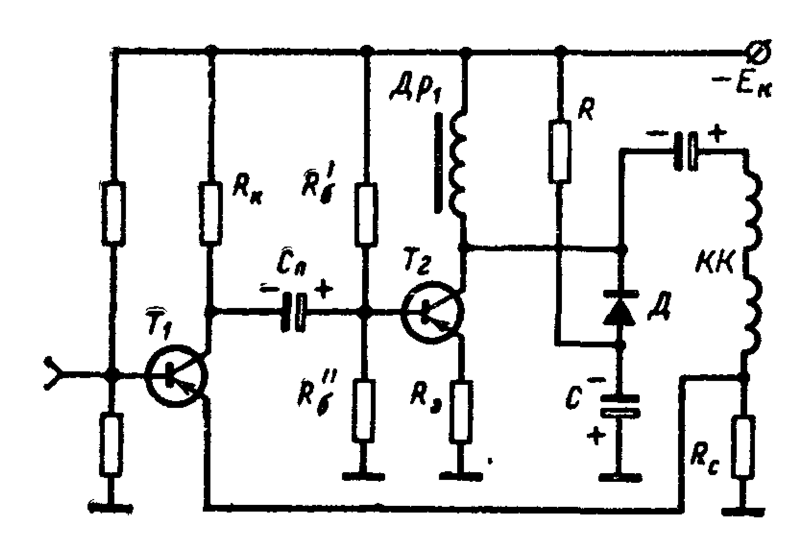


Рис. 40. Схема предварительного и выходного каскадов кадровой развертки, охваченных обратной связью по току.

Нелинейность амплитудной характеристики предвыходного каскада в схеме (рис. 40) имеет обратный характер по отношению к нелинейным искажениям, возникающим в выходном каскаде. Поэтому в предвыходном каскаде происходит частичная компенсация нелинейности выходного каскада. При этом требования к глубине отрицательной обратной связи и соответственно к усилению по мощности части схемы, охваченной обратной связью, понижаются.

Сопротивление резистора $R_к$, устанавливаемого в коллекторе предвыходного каскада, должно выбираться с учетом условия обеспечения требуемого управляющего тока в базе выходного каскада

$$R_к = (0,5 \div 0,8)\frac{E_к B}{I_0}, \qquad (105)$$

где B — статический коэффициент усиления по току транзистора выходного каскада; I_0 — постоянная составляющая тока коллектора выходного каскада, определяемая по формуле (98).

Емкость переходного конденсатора $C_п$ должна быть достаточно большой, чтобы не возникало слишком больших искажений переходной характеристики в области малых времен. Рекомендуется выбирать ее из условия

$$C_п > (2 \div 5)\frac{T_1}{R_{вх}}, \qquad (106)$$

где $R_{вх}$ — выходное сопротивление выходного каскада. Связь предвыходного каскада с выходным может быть гальванической (см. рис. 41), т. е. без переходного конденсатора $C_п$. Такая связь передает постоянную составляющую и позволяет ввести отрицательную обратную связь по постоянному току, которая способствует улучшению термостабильности выходного каскада.

В схеме рис. 41 напряжение отрицательной обратной связи, пропорциональное постоянной составляющей тока эмиттера выходного каскада, снимается с резистора $R_э$ и через резистор $R_б$ подается в цепь базы предвыходного каскада. Если в силу каких-либо причин произойдет увеличение тока коллектора транзистора T_2, то это вызовет увеличение и тока эмиттера этого транзистора. Отрицательное напряжение на сопротивлении резистора $R_э$ при этом увеличится, а это вызовет увеличение отрицательного напряжения смещения на базе транзистора T_1. Последнее обстоятельство приведет к тому, что увеличится ток коллектора и уменьшится напряжение на коллекторе транзистора T_1, вследствие чего уменьшится отрицательное напряжение смещения на базе транзистора T_2, и коллекторный ток этого транзистора уменьшится.

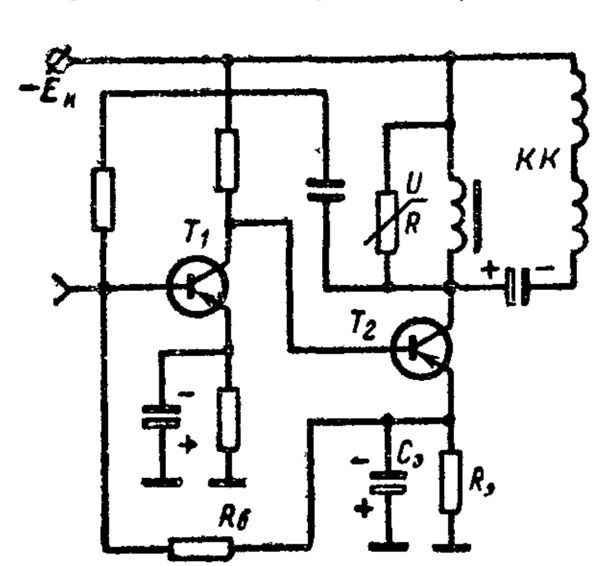


Рис. 41. Схема предварительного и выходного каскадов кадровой развертки с непосредственной связью.

Применяя непосредственную связь между предварительным и оконечным каскадами, следует уделять внимание температурной стабильности режима предварительного каскада, так как изменение его коллекторного тока усиливается выходным каскадом. В схеме (рис. 41) используется эмиттерная стабилизация режима предвыходного каскада.

В случае применения в схеме кадровой развертки двухкаскадного предварительного усилителя наилучшие результаты получаются, если предвыходной каскад включают по схеме эмиттерного повторителя, а предшествующий ему каскад — по схеме с общим эмиттером.

Благодаря высокому входному сопротивлению эмиттерного повторителя эквивалентное сопротивление нагрузки предшествующего каскада, включенного по схеме с общим эмиттером, получается довольно высоким. Это обусловливает большее, чем в схеме с однокаскадным предварительным усилителем, усиление пилообразного напряжения. При этом обратные связи в цепях линеаризации пилообразного тока действуют более эффективно, обеспечивая высокие параметры развертки.

Для работы в предоконечном каскаде наиболее пригодны такие транзисторы, которые по мощности занимают промежуточное положение между транзисторами малой мощности и транзисторами средней мощности (например, транзисторы типов П25 и 1Т403). Транзистор малой мощности может нормально работать в предварительном каскаде только при условии, что транзистор выходного каскада имеет достаточно большое значение статического коэффициента уси-

ления по току. В противном случае мощность, рассеиваемая на транзисторе предвыходного каскада, может превышать допустимое значение.

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ КАДРОВОЙ РАЗВЕРТКИ

На рис. 42 дана практическая схема любительского варианта кадровой развертки для переносного телевизора с кинескопом типа 23ЛК9Б. Схема пригодна и для автомобильного телевизионного приемника, так как напряжение питания равно 12 *в*.

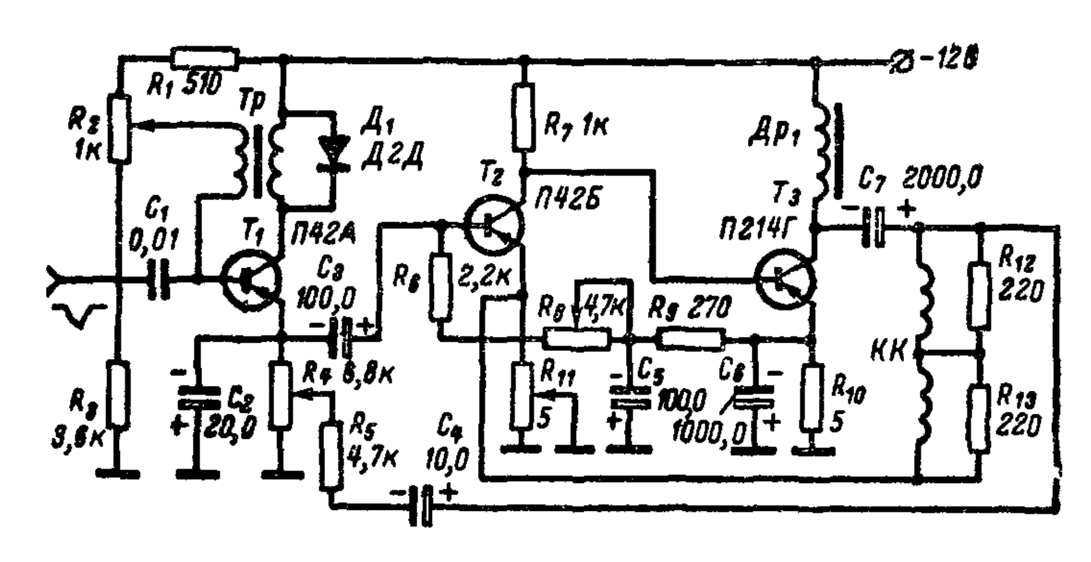


Рис. 42. Любительский вариант схемы кадровой развертки для переносного телевизора.

Приведенная схема обеспечивает коэффициент нелинейности развертки, не превышающий 10%, при мощности, потребляемой от источника питания, не более 2,5 *вт*.

Задающий генератор представляет собой блокинг-генератор с коллекторно-базовой связью, формирование пилообразного напряжения в котором происходит на разрядной цепочке R_4C_2 в эмиттере транзистора T_1. Частоту кадров регулируют потенциометром R_2.

Синхронизация частоты задающего генератора осуществляется посредством подачи на базу транзистора T_1 через разделительный конденсатор C_1 кадровых синхроимпульсов отрицательной полярности. Для ограничения всплеска напряжения на коллекторе транзистора T_1, возникающего за счет переходных процессов в трансформаторе $Тр_1$, к первичной обмотке трансформатора подключен полупроводниковый диод $Д_1$.

Остальная часть схемы кадровой развертки представляет собой двухкаскадный усилитель с непосредственной связью между каскадами. Предварительный и выходной каскады включены по схеме с общим эмиттером. Оба усилительных каскада охвачены глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току, которая эффективно стабилизирует режим транзистора выходного каскада. Напряжение обратной связи, снимаемое с резистора R_{10}, через интегрирующее звено R_9C_5 и резисторы R_8 и R_6 подается в базу транзистора T_2.

Линеаризация отклоняющего тока достигается благодаря глубокой отрицательной обратной связи по переменному току. Напряжение обратной связи, пропорциональное току в отклоняющих катушках, снимается с резистора R_{11} и подается в эмиттер транзистора T_2. Вертикальный размер изображения регулируется изменением глубины отрицательной обратной связи при помощи резистора R_{11}.

Регулировка линейности развертки производится с помощью положительной обратной связи через интегрирующую цепочку, которая позволяет придать пилообразному току в нагрузке требуемую S-образную форму, необходимую для компенсации геометрических искажений, вносимых приемной трубкой. Напряжение обратной связи с коллектора транзистора T_3 через разделительные конденсаторы C_7, C_4 и резистор R_5 подается на движок потенциометра R_4 («линейность»). На конденсаторе C_2 за счет большого сопротивления резистора R_5 происходит интегрирование этого пилообразного напряжения, в результате чего получается напряжение параболической формы, которое добавляется к пилообразному напряжению от задающего генератора. С помощью потенциометра R_4 можно плавно изменять уровень параболической составляющей и, следовательно, регулировать форму пилообразного напряжения, подводимого ко входу усилителя.

Переменный резистор R_8 служит для первоначальной установки режимов по постоянному току транзисторов T_2 и T_3. Движок потенциометра R_8 должен быть установлен так, чтобы ток коллектора транзистора T_3 составлял 180—200 *ма*.

Нагрузкой для выходного каскада являются кадровые катушки отклоняющей системы ОС-90. Активное сопротивление отклоняющих катушек равно 45 *ом*, а индуктивность 75 *мгн*. Размах отклоняющего тока в кадровых катушках при напряжении на втором аноде кинескопа 9 *кв* должен быть около 280 *ма*. Отклоняющая система ОС-90 использована в телевизоре «Юность».

Трансформатор блокинг-генератора может быть выполнен на пермаллоевом сердечнике Ш-3×6. Первичная (коллекторная) обмотка должна содержать 150 витков провода ПЭВ 0,08, а вторичная 600 витков того же провода.

Мощность, рассеиваемая на транзисторе выходного каскада, не превышает 1,6 *вт*. Удовлетворительный отвод тепла достигается с помощью небольшого радиатора с тепловым сопротивлением не менее 15° С/*вт* или использованием в качестве теплоотвода какой-либо металлической конструкции телевизора.

На рис. 43 показана схема кадровой развертки отечественного промышленного переносного телевизора «Юность», в котором используется кинескоп типа 23ЛК9Б.

Первый каскад кадровой развертки T_1 представляет собой блокинг-генератор, в котором цепь формирования пилообразного напряжения $R_{138}C_{128}$ включена в коллектор транзистора. Времязадающая цепочка, образованная конденсатором C_{126} и резисторами R_{136} и R_{133}, включена в этой схеме в цепь базы. Регулировка частоты кадров производится изменением режима работы транзистора T_1 при помощи переменного резистора R_{134}.

Пилообразное напряжение кадровой частоты через резисторы R_{142} и R_{141} поступает в цепь базы второго каскада T_2, выполненного

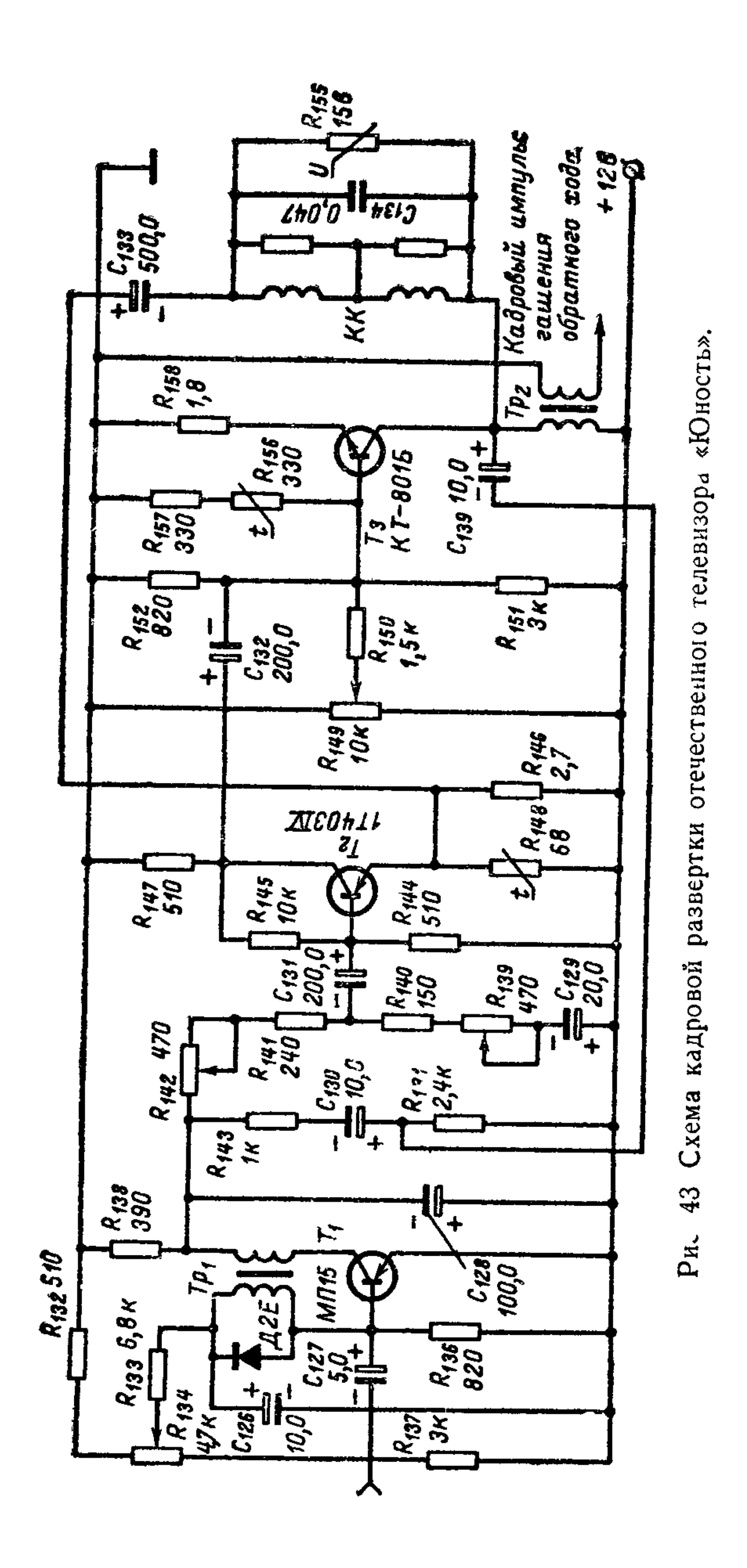


Рис. 43 Схема кадровой развертки отечественного телевизора «Юность».

на транзисторе 1Т403 Этот транзистор обладает довольно высоким значением статического коэффициента усиления по току и, кроме этого, позволяет рассеивать на нем значительную мощность, что дает возможность использовать в выходном каскаде транзисторы с малым значением статического коэффициента усиления по току

Вертикальный размер изображения регулируется переменным резистором R_{142}, а требуемая линейность развертки устанавливается при помощи переменного резистора R_{139} Цепочка, включающая в себя резисторы R_{142}, R_{141}, R_{140}, R_{139} и конденсатор C_{129}, является вторым интегрирующим звеном схемы формирования пилообразного напряжения С ее помощью производится коррекция искажений формы пилообразного напряжения в последующей части схемы, а также этому напряжению придается S-образная форма

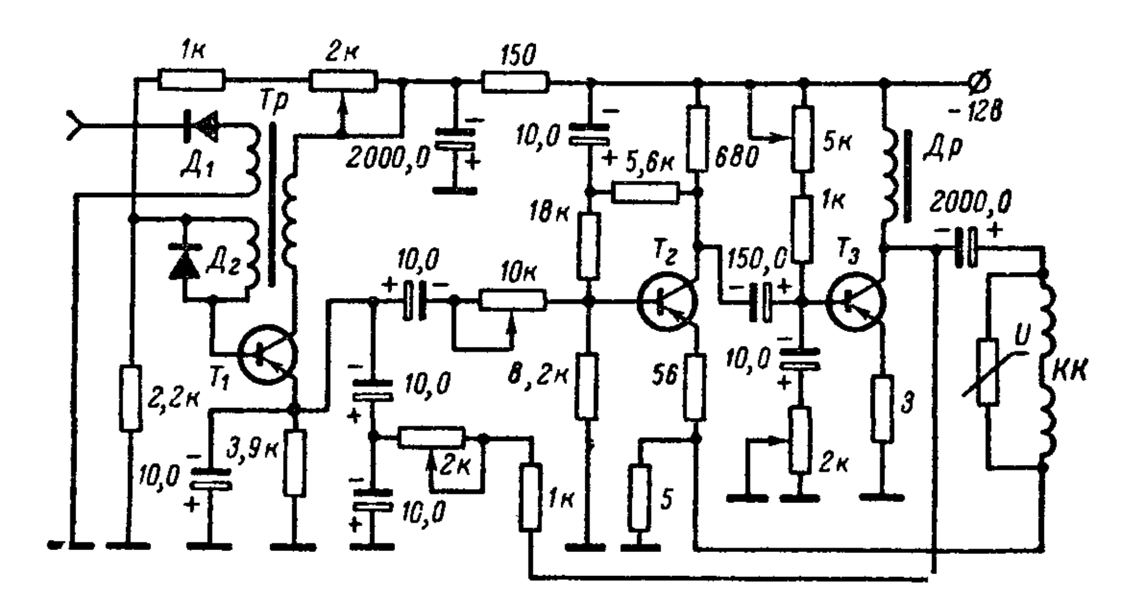


Рис. 44 Схема кадровой развертки зарубежного транзисторного телевизора

Второй каскад кадровой развертки включен по схеме с общим эмиттером. Пилообразный сигнал, усиленный вторым каскадом, поступает через конденсатор C_{132} в цепь базы выходного каскада, который по переменному току представляет собой схему с общим эмиттером

В базе транзистора второго каскада имеется регулировочный резистор R_{149}, позволяющий отрегулировать требуемое напряжение смещения, т е. для любого транзистора данного типа установить нормальный режим работы по постоянному току

В выходном каскаде кадровой развертки применен кремниевый транзистор средней мощности проводимости типа *n-p-n* Температурная стабилизация режима этого транзистора осуществляется терморезистором R_{156} в цепи базы совместно с резистором R_{158}, установленным в цепь эмиттера и создающим отрицательную обратную связь по постоянному току

Кадровые отклоняющие катушки ОС-90 включены параллельно первичной обмотке трансформатора Со вторичной обмотки снимают импульсы обратного хода, которые в схеме телевизора используются для надежного запирания кинескопа на время обратного хода развертки

Выходной каскад кадровой развертки с подобным включением

трансформатора и отклоняющих катушек является по существу каскадом с дроссельным выходом. Кадровые отклоняющие катушки подключают к коллектору выходного транзистора через разделительную емкость C_{133}. Особенностью включения нагрузки является то, что один из выводов отклоняющих катушек подключен к общему проводу схемы через резистор R_{146}, включенный в эмиттер второго каскада. Это создает дополнительную обратную связь по переменному току, что способствует получению требуемой линейности пилообразного тока в нагрузке.

Для ограничения всплеска напряжения на коллекторе транзистора T_3, который возникает во время обратного хода развертки, параллельно отклоняющим катушкам включен варистор R_{156}.

В схеме применена цепь положительной обратной связи для дополнительной коррекции частотной характеристики. Напряжение обратной связи с коллектора транзистора T_3 через конденсаторы C_{139} и C_{130} поступает на цепочку формирования пилообразного напряжения. Резистор R_{143} и конденсатор C_{128} для напряжения обратной связи являются интегрирующим звеном. В результате на конденсаторе C_{128} выделяется параболическая составляющая, добавляемая к формируемому задающим генератором пилообразному напряжению.

В заключение на рис. 44 приводится в качестве примера еще одна схема генератора кадровой развертки зарубежного транзисторного телевизора.

Глава пятая

СТРОЧНАЯ РАЗВЕРТКА

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Генератор строчной развертки создает в строчных отлоняющих катушках пилообразный ток строчной частоты, необходимый для горизонтального отклонения луча. Кроме того, генератор строчной развертки вырабатывает вспомогательные напряжения для питания кинескопа и выходного каскада видеоусилителя.

Строчная развертка транзисторного телевизора выполняет те же функции, что и строчная развертка лампового телевизора, но устройство транзисторной строчной развертки несколько сложнее из-за того, что схема содержит большее число каскадов и обязательно используется инерционная система синхронизации.

Генератор строчной развертки в телевизоре является основным потребителем активной энергии от источников питания, несмотря на то, что для отклонения луча в кинескопе требуется только реактивная энергия, создающая переменное магнитное поле Затраты активной энергии в схемах строчной развертки обусловливаются наличием паразитных активных сопротивлений двустороннепроводящего ключа, отклоняющих катушек и выходного трансформатора.

Транзисторы в открытом состоянии обладают гораздо меньшим сопротивлением, чем лампы. Сопротивление открытого транзистора составляет у мощных транзисторов доли ома, в то время как сопротивление выходных ламп строчной развертки равно сотням ом. Поэтому применение транзисторов в схемах строчной развертки открывает новые пути уменьшения мощности, потребляемой телевизором.

Общая функциональная блок-схема транзисторной строчной развертки приведена на рис. 45. В нее входит задающий генератор (*ЗГ*), вырабатывающий импульсы для управления генератором пилообразного тока. Так как в большинстве случаев мощность задающего генератора невелика и ее недостаточно для непосредственного возбуждения выходного каскада, то перед выходным каскадом размещаются промежуточные импульсные каскады — буферный усилитель (*БУ*). Выходной каскад (*ВК*) связан со строчными отклоняющими катушками (*ОК*) и вырабатывает в них ток пилообразной формы.

В цепь коллектора выходного каскада строчной развертки включается строчный трансформатор, служащий для получения высокого

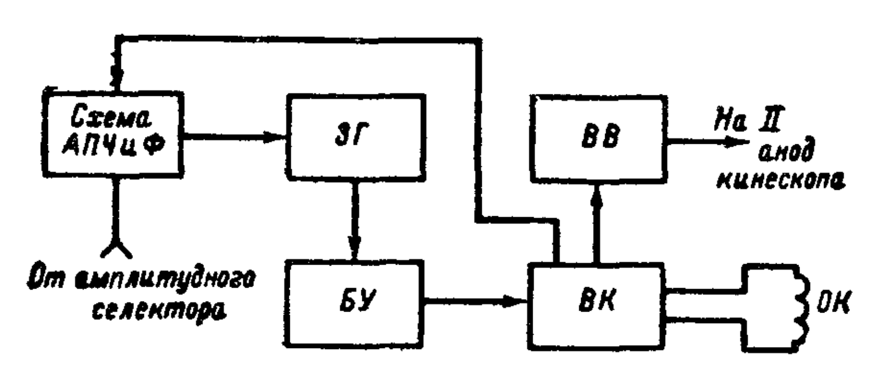


Рис. 45. Функциональная блок-схема генератора строчной развертки.

напряжения для питания второго анода кинескопа. Возникающие в строчном трансформаторе импульсы обратного хода питают высоковольтный выпрямитель (*ВВ*), с выхода которого снимается высокое напряжение.

Синхронизация задающего генератора осуществляется с помощью системы автоматической подстройки частоты и фазы строчной развертки, работающей по принципу сравнения фазы строчных синхроимпульсов с фазой импульсов обратного хода, снимаемых с выходного каскада Система АПЧиФ вырабатывает напряжение, управляющее частотой и фазой задающего генератора.

Рассмотрим более подробно работу отдельных функциональных элементов схемы строчной развертки.

ЗАДАЮЩИЙ ГЕНЕРАТОР

В транзисторных схемах строчной развертки в качестве задающего генератора прямоугольных импульсов строчной частоты почти всегда применяют блокинг-генератор. Предпочтение, которое отдается блокинг-генератору, обусловливается не только тем, что эта схема обладает высокой стабильностью собственной частоты и не критична к разбросу параметров применяемых транзисторов, но и тем, что блокинг-генератор позволяет получить большую по сравнению с другими импульсными самовозбуждающимися генераторами мощность в импульсе. При этом нагрузка в меньшей степени влияет на форму напряжения, формируемого блокинг-генератором, и не искажает фронты импульсов.

Схемы блокинг-генераторов строчной развертки принципиально не отличаются от схем блокинг-генераторов кадровой развертки. Особенностью является то, что период колебаний блокинг-генераторов строчной развертки в 312,5 раза меньше периода кадровой развертки и занимает всего 64 *мксек*. Кроме того, по отношению к пе-

риоду строчной развертки время, соответствующее открытому состоянию транзистора, должно быть более продолжительным.

Трансформатор блокинг-генератора иногда содержит третью обмотку, предназначенную для съема импульсного напряжения. Применение третьей обмотки улучшает согласование блокинг-генератора с нагрузкой, которой является входная цепь следующего за блокинг-генератором импульсного каскада.

Индуктивность первичной (коллекторной или эмиттерной) обмотки трансформатора обычно выбирается такой, чтобы сформировать необходимую длительность рабочего импульса. Ориентировочное значение индуктивности находится в пределах 100—300 *мгн.* При этом длительность рабочего импульса получается равной 20—30 *мксек.*

Отношение числа витков первичной обмотки к числу витков вторичной (базовой) обмотки выбирают в пределах $n=0{,}2\div0{,}5$. При выборе малого коэффициента трансформации существенно возрастает импульсный ток базы и соответственно увеличивается коэффициент насыщения. Это не всегда желательно, так как возрастает длительность фронта и спада импульсов. Если коэффициент трансформации будет слишком большим, то ухудшится стабильность собственной частоты блокинг-генератора, а также будут возможны срывы колебаний при изменении окружающей температуры.

Управление собственной частотой задающего генератора строчной развертки осуществляется изменением постоянного напряжения, подводимого к базе транзистора от схемы АПЧиФ. Собственной частотой блокинг-генератора легче управлять тогда, когда индуктивность первичной обмотки трансформатора выбирается большой. Дело в том, что при увеличении индуктивности первичной обмотки уменьшается импульсный ток коллектора, что приводит к соответствующему уменьшению тока базы. Это обстоятельство можно рассматривать как увеличение входного сопротивления транзистора со стороны базового вывода, что позволяет повысить эффективность управления собственной частотой блокинг-генератора.

Однако следует иметь в виду, что по мере увеличения индуктивности первичной обмотки трансформатора существенно увеличивается индуктивность рассеяния и паразитная емкость обмотки. Это вызывает паразитные колебания, обусловленные сопутствующими резонансными явлениями в трансформаторе. Форма импульсов при этом может сильно искажаться.

Для увеличения чувствительности управления частотой блокинг-генератора иногда между источником управляющего напряжения АПЧиФ и базой транзистора устанавливают усилитель постоянного тока, включаемый обычно эмиттерным повторителем. Один из распространенных вариантов схемы задающего генератора строчной развертки с усилителем в цепи управления частотой изображен на рис. 46, *а*. В этой схеме времязадающая цепь $R_эC_э$, постоянная времени которой определяет в основном частоту колебаний, включена в цепь эмиттера транзистора T_2, являющегося блокинг-генератором.

Диод $Д_1$, как и в блокинг-генераторе кадровой развертки, вводится для ограничения всплесков напряжения на коллекторе транзистора, возникающих в момент его перехода из открытого состояния в запертое. Резистор R, включенный последовательно с базовой цепью, служит для гашения колебаний, образующихся в трансформаторе из-за наличия паразитных емкостей и индуктивности рассеяния. Кроме того, введение этого резистора позволяет искусственно увеличить сопротивление нагрузки, создаваемой входным сопротив-

лением блокинг-генератора для источника управляющего напряжения.

Параллельный колебательный контур *LC*, настраиваемый на частоту, превышающую примерно в 1,5 раза частоту строчной развертки, служит для улучшения стабильности собственной частоты блокинг-генератора и помехоустойчивости синхронизации. На противоположных точках этого контура во время работы блокинг-генератора создается небольшое по амплитуде синусоидальное напряжение, которое, складываясь с напряжением на базе, так изменяет форму базового тока, что тот значительно быстрее нарастает к моменту от-

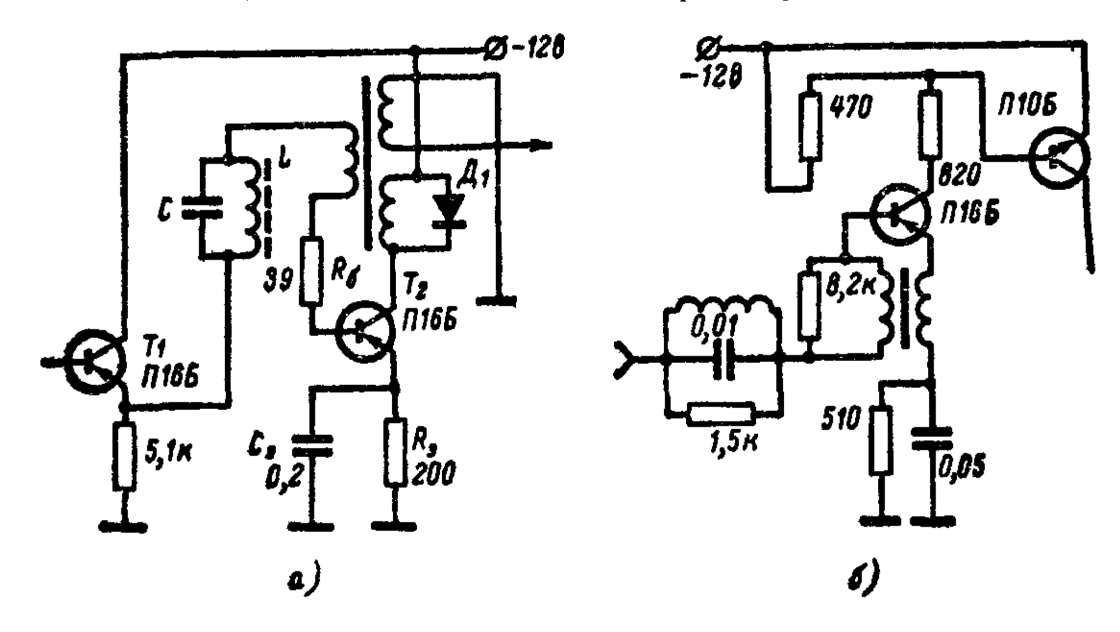


Рис. 46. Две схемы задающего генератора строчной развертки.

пирания транзистора. Применение колебательного контура *LC* уменьшает время, в течение которого возможны срывы частоты колебаний из-за внешних помех и шумов, а также стабилизирует частоту блокинг-генератора при изменениях напряжения источника питания и окружающей температуры.

В рассматриваемой схеме задающего генератора строчной развертки импульсное напряжение строчной частоты снимают со специальной обмотки трансформатора. Отношение числа витков коллекторной обмотки к числу витков дополнительной обмотки выбирают с учетом свойств последующей части схемы. Если следующий каскад включается по схеме с общим эмиттером, то оптимальное значение коэффициента трансформации находится в пределах $n=2\div5$. Если же последующий каскад представляет собой эмиттерный повторитель, то значение коэффициента трансформации выбирается равным $n=0{,}7\div1{,}2$.

При наличии понижающего трансформатора ($n>1$) входное сопротивление транзисторного каскада, непосредственно следующего за блокинг-генератором, воспринимается коллекторной цепью блокинг-генератора увеличенным в число раз, равное квадрату коэффициента трансформации. Это очень важно для транзисторного блокинг-генератора, так как при этом существенно ослабляется влияние последующих каскадов на работу задающего генератора, что является одним из условий его стабильной работы.

На рис. 46, *б* приведена другая распространенная схема задающего генератора строчной развертки. Здесь первичная обмотка транс-

форматора включена в эмиттерную цепь транзистора (эмиттерно-базовая связь), а нагрузка — к части общего сопротивления в цепи коллектора. Вынесение основных элементов схемы, определяющих стабильность собственной частоты блокинг-генератора, в цепь эмиттера позволило использовать коллекторную цепь для подключения нагрузки. Подключение нагрузки к части сопротивления в цепи коллектора позволяет еще более уменьшить влияние последующих каскадов на режим работы задающего генератора.

В блокинг-генераторе строчной развертки обычно используют маломощные транзисторы, применение которых позволяет легче получить требуемую стабильность собственной частоты задающего генератора, так как маломощные транзисторы имеют при прочих равных условиях лучшую термостабильность. Вместе с тем для управления собственной частотой блокинг-генератора, выполненного на маломощном транзисторе, требуется сравнительно небольшая мощность управляющего сигнала, вырабатываемого системой АПЧиФ. Это тоже очень важно, так как при этом обеспечиваются более благоприятные условия, дающие возможность улучшить эффективность работы системы АПЧиФ.

БУФЕРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Между задающим генератором и выходным каскадом строчной развертки устанавливаются один или два промежуточных импульсных каскада, назначение которых — усиливать мощность импульсного сигнала, подводимого к транзистору выходного каскада. Кроме того, эти каскады призваны устранять влияние выходного каскада строчной развертки на режим работы задающего генератора.

Если мощность импульсного сигнала, подводимая к выходному каскаду, будет недостаточной, то из-за сильно выраженной внутренней обратной связи транзистора часть выходного сигнала будет проникать во входную цепь и искажать форму импульсных сигналов на входе. В результате исказится не только форма входного сигнала, но и форма тока коллектора выходного каскада. При этом линейность отклоняющего тока ухудшается.

Влияние выходного каскада на режим работы задающего генератора объясняется тем, что входное сопротивление транзистора сильно изменяется при колебаниях его температуры. Поскольку температура транзисторов в схеме строчной развертки изменяется в довольно широких пределах, то сопротивление, нагружающее блокинг-генератор, делается нестабильным. Это приводит к нестабильности крутизны фронтов, спадов и длительностей импульсов, снимаемых с блокинг-генератора, что вызывает нестабильность горизонтального размера изображения и его линейности. Установка развязывающих буферных импульсных каскадов способствует более устойчивой и стабильной работе задающего генератора.

Число буферных каскадов выбирают в зависимости от требований к качественным показателям генератора строчной развертки и его мощности, а также от значений параметров используемых транзисторов. В большинстве случаев применяют не более двух буферных каскадов.

В случае применения в схеме строчной развертки одного буферного каскада, который является предвыходным каскадом, последний, как правило, включается по схеме с общим эмиттером, так как схемы с общим коллектором и с общей базой не обеспечивают требуемого коэффициента усиления по мощности и требуемых буферных свойств.

Для связи коллекторной цепи предвыходного каскада с входной цепью выходного транзистора применяют согласующий трансформатор, позволяющий согласовать по мощности высокоомную коллекторную цепь предвыходного транзистора с низкоомной входной цепью выходного каскада. Согласующий трансформатор дает возможность при прочих равных условиях применить в схеме более дешевые транзисторы и обойтись их меньшим числом. Кроме того, трансформаторная связь позволяет получить экономию мощности, потребляемой предвыходным каскадом от источника питания.

Предвыходной и выходной каскады строчной развертки могут работать таким образом, что транзистор предвыходного каскада будет заперт в то время, когда транзистор выходного каскада будет открыт. Возможен и другой вариант, характеризуемый тем, что транзистор предвыходного каскада будет открыт, тогда транзистор выходного каскада тоже будет открыт.

И первый вариант построения схемы, называемый способом разнополярного включения транзисторов, и второй вариант, называемый способом однополярного включения, применяются одинаково часто. Оба способа имеют свои положительные и отрицательные стороны, которые следует рассмотреть подробнее.

В системе с разнополярным включением транзисторов во время прямого хода развертки, т. е. в момент, когда предвыходной транзистор заперт, а выходной транзистор открыт, согласующий трансформатор, не шунтируемый коллекторной цепью предвыходного каскада, создает вместе с паразитными емкостями звенящий колебательный контур. При этом в обмотках трансформатора возникают колебания, искажающие форму плоской части управляющего импульса. Это может вызвать появление на растре вертикальных яркостных столбов, возникающих из-за резких скачков коллекторного тока выходного каскада. Это явление в системе с однополярным включением транзисторов проявляется гораздо слабее.

Недостатком системы однополярного включения транзисторов следует считать худшие буферные свойства предвыходного каскада, если учесть, что обратная реакция из выходной цепи транзистора во входную проявляется сильно только у открытого транзистора. Поскольку в системе однополярного включения транзисторов оба каскада (предвыходной и выходной) большую часть активного периода развертки открыты, то легко видеть, что влияние этих каскадов на режим блокинг-генератора будет выражено более сильно, чем в системе с разнополярным включением транзисторов.

В системе с разнополярным включением транзисторов работа схемы протекает так, что импульс блокинг-генератора открывает буферный усилитель и, через коллекторную обмотку согласующего трансформатора начинает протекать ток. В это время транзистор выходного каскада заперт, и в трансформаторе накапливается магнитная энергия. Когда транзистор предвыходного каскада запирается, а транзистор выходного каскада отпирается, запасенная в трансформаторе энергия расходуется в цепи базы выходного каскада. Этой энергии должно хватить на то, чтобы во все время прямого хода развертки поддерживать транзистор выходного каскада в открытом состоянии. Энергия, запасенная трансформатором, пропорциональна току, протекающему в его первичной обмотке, и времени, в течение которого этот ток протекает. Поэтому в системе с разнополярным включением транзисторов буферный усилитель работает с большим

током в импульсе и, следовательно, должен быть рассчитан на бо́льшую импульсную мощность, чем в системе с однополярным включением транзисторов.

Согласующий трансформатор является важным элементом схемы генератора строчной развертки на транзисторах и от удачного выбора его параметров в большой степени зависит получение хороших результатов. За счет индуктивности рассеяния согласующего трансформатора фронт управляющего импульса получается очень крутым. Это приводит к возникновению непосредственно после про-

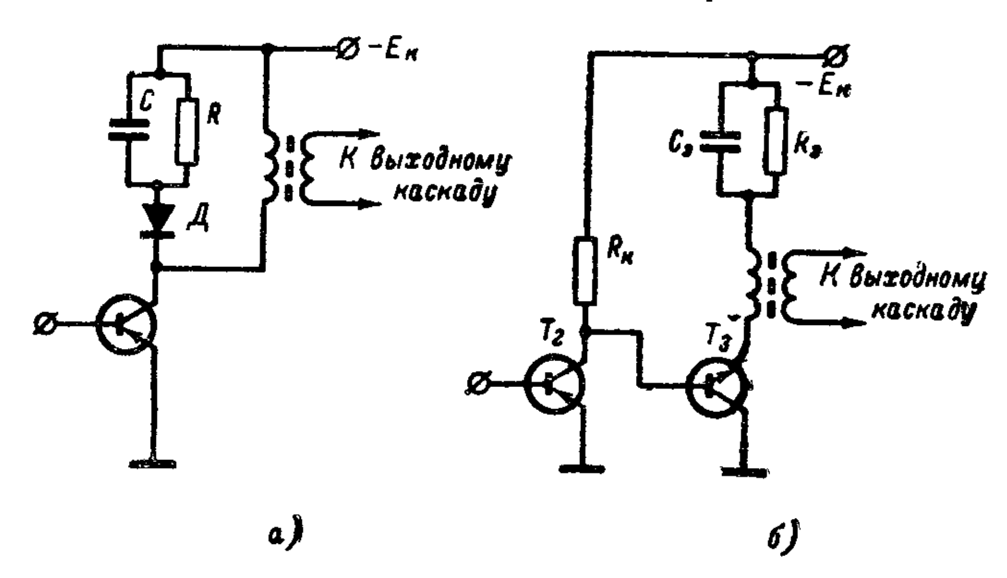


Рис. 47. Схемы однокаскадного и двухкаскадного буферного усилителя.

хождения фронта остроконечного выброса напряжения, величина которого может превышать напряжение между коллектором и базой, допустимое для данного типа транзисторов. Выброс напряжения, являющийся следствием резонансных явлений в контуре, образованном индуктивностью рассеяния и паразитными емкостями, можно устранить, например, подобрав емкость, включаемую параллельно первичной обмотке трансформатора. Такая емкость, величина которой обычно лежит в пределах 0,005—0,02 *мкф*, позволяет не только избавиться от выброса, но и несколько снизить мощность, потребляемую предвыходным каскадом от источника питания. Паразитные колебания в согласующем трансформаторе устраняются также параллельным включением к одной из обмоток шунтирующего резистора. Однако этот способ увеличивает потребляемую каскадом мощность.

Устранение выбросов напряжения во многих схемах достигается с помощью ограничительной цепочки, состоящей из диода *Д* и параллельно соединенных конденсатора *C* и резистора *R* (рис. 47, *а*). Такая цепочка, подсоединяемая к первичной обмотке согласующего трансформатора, не только эффективно подавляет нежелательные выбросы напряжения, но и позволяет несколько расширить длительность импульса, соответствующего запертому состоянию транзистора выходного каскада. В этом случае появляется удобная возможность с помощью подбора величины сопротивления резистора *R* осуществлять регулировку длительности этого импульса.

Согласующий трансформатор наматывают на сердечнике с достаточным сечением так, чтобы требуемая индуктивность первичной обмотки получалась при не слишком большом числе витков. Трансформатор с большим числом витков обладает обычно повышенными значениями паразитной емкости и индуктивности рассеяния, а также имеет бо́льшие потери полезного сигнала на сопротивлениях обмоток и в сердечнике.

Индуктивность первичной обмотки согласующего трансформатора чаще всего лежит в пределах 3—20 *мгн*. Ее выбирают с учетом мощности развертки и параметров транзистора выходного каскада. Чем больше мощность развертки и чем меньше статический коэффициент усиления по току транзистора, используемого в выходном каскаде, тем меньше должна быть индуктивность первичной обмотки трансформатора.

Коэффициент трансформации согласующего трансформатора, определяемый как отношение числа витков первичной (коллекторной) обмотки к числу витков вторичной обмотки, выбираемый обычно в пределах $n=3\div8$, должен обеспечивать надежное переключение выходного транзистора из режима отсечки в режим насыщения и обратно с тем, чтобы время переключения было по возможности малым.

Большую роль в работе согласующего трансформатора играет коэффициент связи между его первичной и вторичной обмотками. При слабой связи легче проявляются резонансные свойства каждой из обмоток в отдельности, что создает трудности в демпфировании паразитных колебаний. Чтобы избежать этого, необходимо наматывать катушку так, чтобы вторичная обмотка находилась между двумя половинками первичной обмотки. Для этого сначала наматывают половинку первичной обмотки, затем вторичную обмотку, а уж потом наматывают вторую половинку первичной обмотки. При сборке трансформатора нужно стремиться к тому, чтобы по возможности уменьшить воздушный зазор в сердечнике.

Для согласующих трансформаторов применяют ферритовые и оксиферовые сердечники с магнитной проницаемостью материала $\mu=600\div2000$. Наиболее подходящим является сердечник из оксифера марки ОШ 7×7.

Все соображения, относящиеся к схеме генератора строчной развертки с однокаскадным буферным усилителем, в равной степени справедливы и для схемы с двухкаскадным буферным усилителем. Применение двухкаскадного буферного усилителя позволяет получить большее усиление мощности импульсного сигнала, подводимого к выходному каскаду, что снижает требования к качеству и стабильности параметров транзисторов, используемых в схеме.

Второй буферный каскад может быть связан с предвыходным каскадом с помощью второго согласующего трансформатора или без него. Если в схеме двухкаскадного буферного усилителя применен только один согласующий трансформатор, то его включают обязательно между предвыходным и выходным каскадами. В этом случае один из транзисторов буферного усилителя включают по схеме эмиттерного повторителя, позволяющего простыми средствами получить дополнительное усиление импульсной мощности. Один из возможных вариантов двухкаскадного буферного усилителя, пригодного для системы с однополярным включением предвыходного и выходного транзисторов, приведен на рис. 47, *б*. В этой схеме надежное насыщение предвыходного каскада, включенного эмиттерным повторителем и не дающего усиления по напряжению, достигается искусственным уменьшением напряжения источника питания. Для этого в эмиттер транзи-

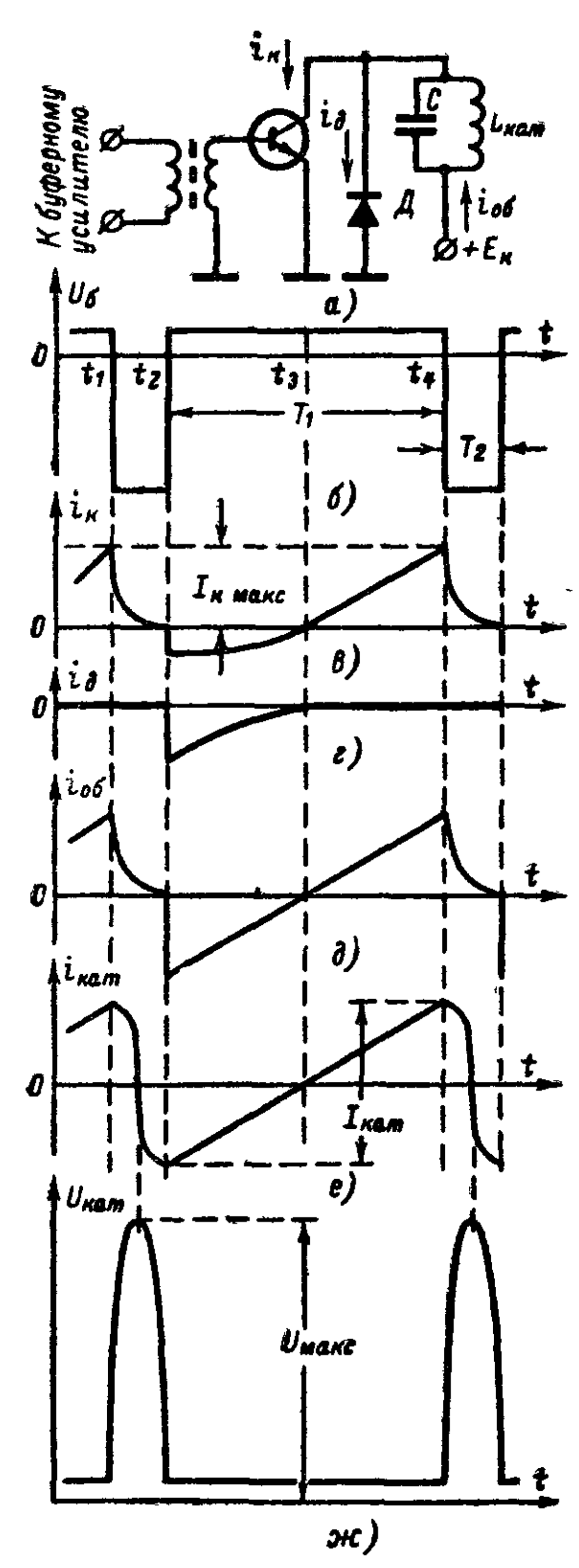


Рис. 48. Упрощенная схема выходного каскада строчной развертки (*а*) и эпюры напряжений и токов в характерных точках схемы:
б — сигнала во входной цепи, *в* — коллекторного тока; *г* — тока демпферного диода; *д* — тока, протекающего в цепи источника питания; *е* — тока в отклоняющих катушках; *ж* — напряжения на отклоняющих катушках.

стора T_3 включена цепочка $R_эC_э$, служащая для автоматического поддержания постоянства режима предвыходного транзистора.

Гораздо чаще в схемах с двухкаскадным буферным усилителем применяют два согласующих трансформатора. В этом случае оба буферных каскада включают по схеме с общим эмиттером. Вследствие того, что первый трансформатор работает со значительно меньшей импульсной мощностью, чем второй трансформатор, связывающий предвыходной и выходной каскады, для первого согласующего трансформатора требуется гораздо меньшее сечение магнитопровода.

Согласующие трансформаторы служат не только для согласования транзисторных каскадов, но также используются и для уменьшения времени переключения транзисторов. Индуктивность первичной обмотки согласующих трансформаторов выбирается такой, чтобы управляющий импульс на выходе трансформатора имел скол плоской части, который способствует более быстрому переходу транзистора из режима отсечки в режим насыщения и обратно.

ВЫХОДНОЙ КАСКАД

Выходной каскад строчной развертки является одним из наиболее сложных в транзисторном телевизоре. Основное назначение этого каскада — обеспечить требуемый размах пилообразного тока строчной частоты в отклоняющих катушках. Кроме того, в выходном каскаде вырабатываются высокое напряжение для питания второго анода кинескопа и другие вспомогательные постоянные и импульсные напряжения, используемые в телевизоре.

Выше был рассмотрен способ получения пилообразного тока строчной частоты с помощью двустороннепроводящего ключа, применяемый в схемах телевизоров. На практике в транзисторном выходном каскаде роль ключа, обладающего двусторонней проводимостью, выполняют мощный импульсный транзистор и мощный полупроводниковый диод, включенные определенным образом. Рассмотрим упрощенную схему выходного каскада строчной развертки, изображенную на рис. 48.

Если на базу транзистора подать со вторичной обмотки согласующего трансформатора отрицательные П-образные импульсы, длительность которых равна времени обратного хода T_2, то транзистор будет запираться на время действия этих импульсов. Вследствие того, что импульсный сигнал на входе транзистора не содержит постоянной составляющей, входное напряжение в период между импульсами будет положительным (рис. 48, *б*). Если положительное напряжение будет достаточно большим, то в период между импульсами транзистор будет открыт, т. е. сопротивление участка коллектор — эмиттер в это время будет очень малым.

Следовательно, транзистор в рассматриваемой схеме будет находиться в режиме отсечки в течение обратного хода и будет открыт в течение прямого хода развертки, что соответствует требуемому по условиям работы состоянию ключа в идеализированной схеме (см. рис. 14). Это соответствие проявляется также и в том, что транзистор (в отличие от электронной лампы) сам по себе может иметь двустороннюю проводимость, т. е. может пропускать ток в обоих направлениях. Однако у транзистора характеристика коллекторного тока при работе в реальных условиях получается несимметричной относительно нулевого значения Для симметрирования этой характеристики параллельно транзистору включают полупроводниковый диод *Д*, называемый по аналогии с ламповыми схемами демпфирующим диодом. Демпфирующий диод улучшает линейность отклоняющего тока и подавляет колебательный процесс в начале прямого хода развертки.

Рассмотрим электрические процессы, протекающие в цепях упрощенной схемы выходного каскада в различных стадиях его работы. Допустим, что до момента времени t_1 транзистор выходного каскада был открыт и к этому времени ток коллектора $i_к$ достиг величины $I_{к.макс}$ (рис. 48, *в*). В это время диод заперт положительным напряжением, действующем на коллекторе, и поэтому весь ток, протекающий в отклоняющих катушках $i_{кат}$, течет через коллектор транзистора.

В момент времени t_1 транзистор быстро запирается. В колебательном контуре, образованном индуктивностью отклоняющих катушек $L_{кат}$ и емкостью *C*, включенной параллельно отклоняющим катушкам, возникают свободные затухающие гармонические колебания напряжения и тока, частота которых определяется индуктивностью и емкостью колебательного контура.

За время, в течение которого транзистор находится в запертом состоянии, ток катушки $i_{кат}$ успевает измениться от максимального положительного значения до максимального отрицательного значения, изменив свое направление. За это же время синусоидальная полуволна напряжения на катушке $U_{кат}$ (рис. 48, *ж*), сдвинутая по фазе на 90° от тока в катушке, образует положительный всплеск напряжения $U_{макс}$. В момент времени, соответствующий изменению направления тока в катушках, вся энергия колебательного контура оказывается сосредоточенной в емкости *C*. Именно в этот момент

времени напряжение на контуре достигает максимальной величины $U_{макс}$. Затем энергия электрического поля емкости C начинает переходить в энергию магнитного поля катушек, т. е. конденсатор разряжается на катушки, что приводит к возникновению в катушках тока противоположного направления. Когда ток катушек достигает максимального значения, заряд на емкости контура уменьшается до нуля. В это время вся энергия колебательного контура сосредоточивается в катушках.

Следует заметить, что во время обратного хода развертки коллектор транзистора находится под большим положительным напряжением всплеска, на величину которого должен быть рассчитан транзистор выходного каскада. Этот всплеск используется для получения высокого напряжения и других вспомогательных постоянных напряжений, необходимых для работы телевизора. Вместе с тем импульсное напряжение всплеска используется в схеме АПЧиФ, в схеме ключевой АРУ, а также подводится к управляющему электроду электроннолучевой трубки для гашения луча во время обратного хода строчной развертки.

В момент t_2 транзистор открывается. В это время коллекторная цепь транзистора имеет довольно низкое сопротивление, что обусловливает срыв свободных колебаний в контуре $L_{кат}C$. Ток катушки начинает уменьшаться по закону, который близок к линейному. Путь протекания тока катушек в период времени от t_2 до t_3 проходит одновременно и через транзистор и через демпферный диод, который оказывается открытым для тока этого направления. Однако через транзистор проходит меньшая часть этого тока, а большая часть направляется через демпферный диод (рис. 48, *г*).

Как видно из рис. 48, *б*, *в*, *г*, наличие демпферного диода, обладающего более низким прямым сопротивлением по сравнению с сопротивлением участка коллектор — эмиттер транзистора, увеличивает общий ток $i_{об}$ в цепи, так как последний является суммой токов коллектора и демпферного диода, т. е. $i_{об}=i_к+i_д$. При этом вольт-амперная характеристика системы, состоящей из транзистора и диода, становится более симметричной для положительного и отрицательного направления тока в отклоняющих катушках. Это способствует улучшению линейности отклоняющего тока на участке прямого хода развертки.

В момент времени t_3 ток в катушках уменьшается до нуля, а затем, изменив свое направление, вновь начинает увеличиваться. Демпферный диод запирается для этого направления тока, а транзистор по-прежнему остается в открытом состоянии. К моменту времени t_4 ток коллектора достигает максимального значения.

Направления тока в общей цепи схемы можно проследить, пользуясь рис. 48, *д*, из которого видно, что на отрезке времени от момента t_3 до момента t_4 схема строчной развертки потребляет ток от источника питания (положительное направление тока на рис. 48, *д* соответствует потреблению тока). На отрезке времени от момента t_2 до момента t_3 схема, наоборот, возвращает ток источнику питания, как бы подзаряжая его. Таким образом, в течение периода развертки происходит обмен энергией между источником питания и индуктивностью отклоняющих катушек.

Если бы схема цепей выходного каскада не имела потерь и источник питания не обладал бы внутренним сопротивлением, то выходной каскад строчной развертки обладал бы способностью генерировать пилообразный ток в отклоняющих катушках, не потребляя энергии от источника питания. Однако в реальных условиях активные

сопротивления в различных цепях схемы и инерционность процессов переключения полупроводниковых приборов далеко не в полной мере позволяют реализовать указанное преимущество данного способа получения отклоняющего тока.

В момент времени t_1, когда напряжение на базе транзистора выходного каскада делается отрицательным, транзистор запирается не сразу, а спустя некоторое время. Это явление, рассмотренное выше и объясняемое инерционностью рассасывания зарядов в базе, является одной из основных причин, обусловливающих непроизводительные потери энергии в схеме. В это время в цепи коллектора действует большое напряжение и течет значительный ток, т. е. цепью потребляется большая мощность, выделяемая на транзисторе в виде тепла.

Переход транзистора и демпферного диода из запертого состояния в отпертое в момент времени t_2 происходит тоже с запаздыванием. В связи с этим на транзисторе и демпферном диоде рассеивается дополнительная мощность.

Существенное значение для экономичности по питанию имеют также и другие активные потери в цепях схемы строчной развертки, наибольшие из которых приходятся на долю предвыходного каскада. Не следует упускать из виду также и то, что часть мощности, потребляемой схемой строчной развертки, расходуется на получение вспомогательных постоянных и импульсных напряжений. Естественно, наибольшая мощность расходуется при этом на получение высокого напряжения.

Об экономичности по потреблению электроэнергии выходным каскадом строчной развертки можно судить по форме тока, протекающего в проводе, по которому подается питание в схему выходного каскада (рис. 48, *д*). Положительное значение этого тока, усредненное за период строчной частоты, характеризует количество энергии, подводимой к схеме. Усредненное отрицательное значение этого тока, соответствующее изменению его направления, характеризует возвращение части этой энергии источнику питания. Следовательно, разность площадей, расположенных по обе стороны от нулевой линии тока и ограниченных кривой тока, является характеристикой, позволяющей оценить экономичность потребления.

У современных транзисторов, используемых в выходном каскаде строчной развертки, допустимое напряжение между коллектором и базой составляет не более 120—150 *в* Поэтому приходится принимать специальные меры, чтобы уменьшить всплеск напряжения на коллекторе транзистора во время обратного хода развертки. Разумеется, эти меры должны быть такими, чтобы потребляемая схемой мощность не увеличивалась существенно.

Одним из способов уменьшения всплеска напряжения является искусственное увеличение длительности обратного хода развертки, которое достигается соответствующей настройкой колебательного контура $L_{кат}C$, а также формированием более продолжительной (по сравнению с длительностью строчного гасящего импульса) длительности управляющего импульса. Принимая во внимание то обстоятельство, что формат изображения большинства современных телевизоров, в которых используются широкоугольные кинескопы, составляет 4 : 5, длительность обратного хода без ущерба может быть увеличена до 14 *мксек*. Другим способом уменьшения всплеска напряжения является включение в цепь колебательного контура $L_{кат}C$ еще одной резонансной системы L_1C_1, настроенной на третью гармо-

нику частоты настройки контура $L_{кат}$ C. На рис. 49 приведена распространенная схема включения дополнительного контура и даны эпюры напряжений, поясняющие принцип ее работы. При сложении синусоидального напряжения основной частоты (рис. 49, *а*) с синусоидальным напряжением, частота которого выше основной в 3 раза (рис 49, *б*), форма импульса результирующего напряжения (рис. 49, *в*) приобретает характерный провал на его вершине. При этом пиковое значение размаха импульса уменьшается на 20—30%.

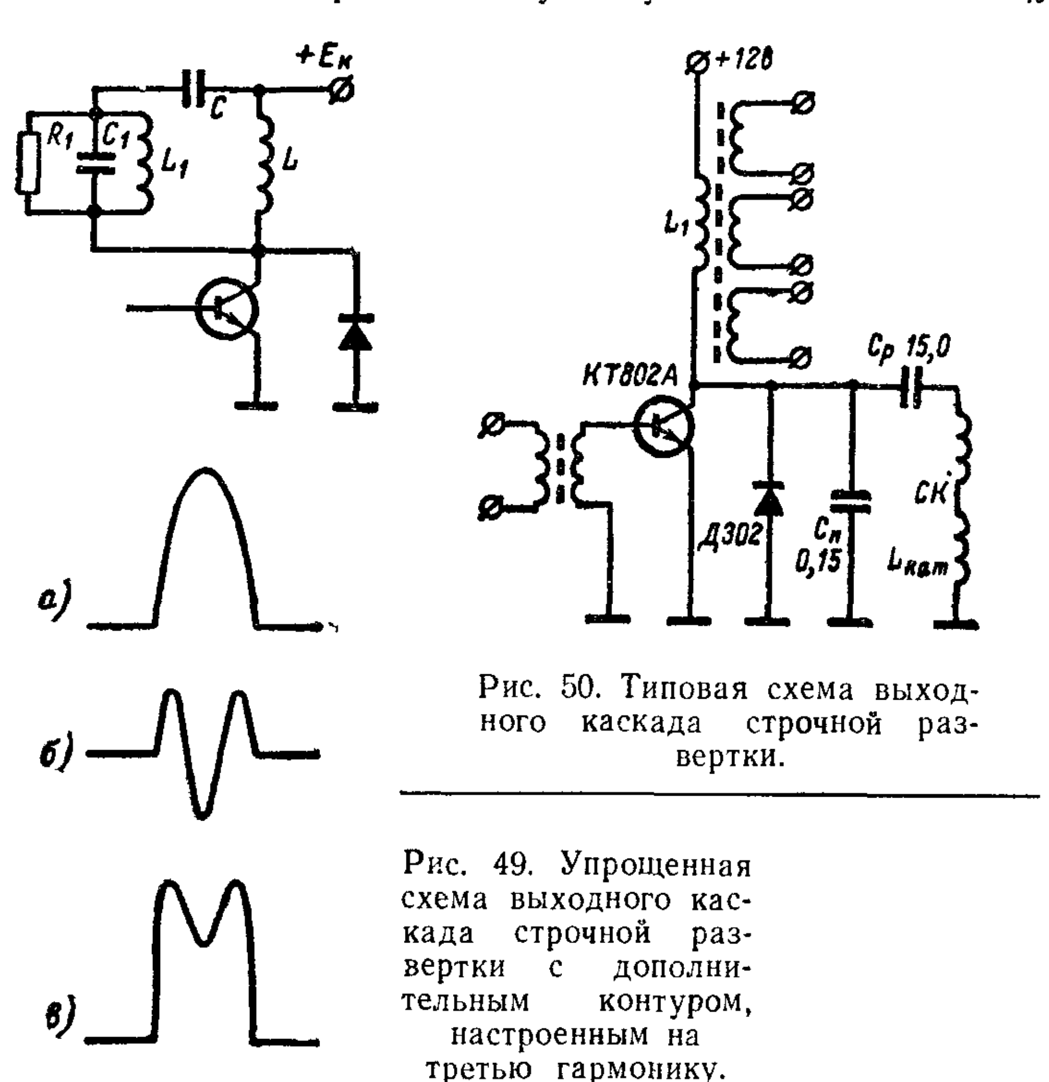


Рис. 50. Типовая схема выходного каскада строчной развертки.

Рис. 49. Упрощенная схема выходного каскада строчной развертки с дополнительным контуром, настроенным на третью гармонику.

Дополнительный контур L_1C_1 обычно шунтируется резистором R_1, служащим для более быстрого затухания свободных колебаний в этом контуре в начале прямого хода развертки.

Во многих телевизорах второй резонансной системой, настраиваемой на третью гармонику частоты обратного хода строчной развертки, является катушка строчного трансформатора, служащая для получения высокого напряжения. Настройка высоковольтной катушки на третью гармонику уменьшает выброс напряжения на коллекторе и в то же время несколько увеличивает его на высоковольтной катушке. В результате полнее используется выходной транзистор и повышается эффективность работы высоковольтного выпрямителя.

Согласование по мощности коллекторной цепи транзистора в выходном каскаде строчной развертки с нагрузкой, которой являются отклоняющие катушки, в транзисторных схемах может обеспечиваться без применения выходного строчного трансформатора. Такая возможность обусловливается достаточно низким полным сопротивлением отклоняющих катушек, используемых в транзисторных схемах, а также тем, что в отличие от ламповых выходных каскадов, транзисторный каскад работает с малым напряжением на коллекторе, но с относительно большим коллекторным током. Однако необходимость получения вспомогательных напряжений, значительно превышающих напряжение источника питания, заставляет прибегнуть к помощи трансформатора, который, по аналогии с ламповыми схемами, называется выходным строчным трансформатором.

Рассмотрим типовой вариант практической схемы выходного каскада строчной развертки транзисторных телевизоров, схема которого приведена на рис. 50. В этой схеме питание коллектора выходного транзистора осуществляется через первичную обмотку строчного трансформатора L_1. Другие обмотки, имеющиеся в трансформаторе, используются в схемах получения вспомогательных напряжений и прямого отношения к формированию отклоняющего тока не имеют.

Строчные отклоняющие катушки *СК* подсоединяются к коллекторной цепи транзистора через разделительный конденсатор $C_р$, чтобы избежать протекания постоянного тока в катушках, что вызывает горизонтальное смещение растра на экране кинескопа.

Отклоняющие катушки можно подключать параллельно первичной обмотке строчного трансформатора. При этом, если активное сопротивление первичной обмотки невелико по сравнению с активным сопротивлением отклоняющих катушек, разделительного конденсатора не требуется, так как через отклоняющие катушки будет протекать небольшая часть постоянной составляющей коллекторного тока. Однако на практике предпочитают ставить разделительный конденсатор, емкость которого специально подбирается с тем, чтобы придать пилообразному отклоняющему току S-образную форму для коррекции нелинейности развертки, возникающей вследствие непостоянства скорости перемещения луча на относительно плоском экране кинескопа.

Разделительный конденсатор и отклоняющие катушки должны образовывать резонансную систему, настроенную на частоту, период которой примерно равен времени прямого хода развертки, т. е.

$$T_1 = 2\pi \sqrt{L_{кат} C_р}\,. \qquad (107)$$

При этом на пилообразную составляющую отклоняющего тока накладывается небольшая синусоидальная составляющая и результирующая форма тока делается S-образной.

В рассматриваемой схеме индуктивность первичной обмотки выходного строчного трансформатора и индуктивность отклоняющих катушек соединены по переменному току параллельно. Поэтому эквивалентная индуктивность колебательной системы $L_{экв}$, определяющая время обратного хода развертки, выражается формулой

$$L_{экв} = \frac{L_1 L_{кат}}{L_1 + L_{кат}}\,, \qquad (108)$$

в которой L_1 — индуктивность первичной обмотки строчного трансформатора.

Для переменного тока, формируемого транзистором выходного каскада, первичная обмотка строчного трансформатора образует параллельную ветвь, по которой часть общего пилообразного тока ответвляется и не проходит через отклоняющие катушки, а следова-

тельно, и не участвует в отклонении луча кинескопа. Чтобы ответвляющийся ток был небольшим по сравнению с током в отклоняющих катушках, индуктивность первичной обмотки строчного трансформатора должна быть существенно больше индуктивности отклоняющих катушек, т. е. должно удовлетворяться условие $L_1 \gg L_{кат}$

Индуктивность первичной обмотки строчного трансформатора, превышающая обычно в 10—15 раз индуктивность отклоняющих катушек, несколько уменьшает эквивалентную индуктивность колебательного контура, настраиваемого с целью получения требуемого времени обратного хода. С учетом этого параметры колебательного контура должны удовлетворять условию

$$T_2 = \pi \sqrt{L_{экв} C_{экв}}, \qquad (109а)$$

где $C_{экв}$ — общая емкость эквивалентного колебательного контура, в которую главными составными частями входят емкость конденсатора $C_н$, служащая для точной настройки обратного хода развертки и межвитковая емкость, вносимая строчным трансформатором. Для практических расчетов, не требующих большой точности, можно пользоваться следующим приближенным выражением

$$T_2 \approx \pi \sqrt{L_{кат} C_н}. \qquad (109б)$$

В практических схемах конденсатор $C_н$ составляется из двух конденсаторов, один из которых, имеющий меньшую емкость, подбирается при точной настройке обратного хода. Эта мера позволяет учесть последствия разброса параметров строчного трансформатора и отклоняющих катушек.

Как указывалось выше, линейность пилообразного отклоняющего тока зависит от эквивалентной постоянной времени отклоняющих катушек $\tau_{экв} = L_{кат}/R_{экв}$, в определение которой входит величина $R_{экв}$ — эквивалентное активное сопротивление, складывающееся из суммы всех активных сопротивлений, включенных последовательно в цепь прохождения отклоняющего тока. Основными из этих сопротивлений являются $R_{кат}$ — активное сопротивление отклоняющих катушек, $R_{нас}$ — сопротивление насыщения транзистора выходного каскада, т е. сопротивление постоянному току участка электрической цепи между коллектором и эмиттером в момент насыщения. Таким образом можно считать, что $R_{экв}=R_{кат}+R_{нас}$. Если известна эквивалентная постоянная времени отклоняющих катушек, то коэффициент нелинейности отклоняющего тока можно вычислить по формуле

$$k_н = \frac{T_1}{\tau_{экв}} = T_1 \frac{R_{экв}}{L_{кат}}. \qquad (110)$$

Существенную роль в формировании линейного пилообразного тока играет прямое сопротивление постоянному току демпферного диода Это сопротивление должно быть по возможности малым.

Чтобы в отклоняющих катушках с эквивалентной индуктивностью $l_{экв}$ можно было обеспечить требуемый размах пилообразного тока $I_{кат}$, напряжение источника питания должно быть не менее

$$E_к = \frac{L_{экв} I_{кат}}{2T_1}. \qquad (111)$$

При заданных и неизменных значениях напряжения источника питания и времени прямого хода развертки отклоняющий ток зависит только от эквивалентной индуктивности системы. Отсюда вытекают

предпосылки для двух наиболее распространенных способов регулировки горизонтального размера растра — изменением величины постоянного напряжения, подводимого к выходному каскаду, либо изменением эквивалентной индуктивности системы с помощью включения параллельно первичной обмотке строчного трансформатора катушки с переменной индуктивностью — регулятора размера строк (РРС)

Импульс напряжения всплеска, возникающего на коллекторе транзистора выходного каскада во время обратного хода развертки, можно вычислить по формуле

$$U_{макс} = \frac{\pi}{2} \frac{T_1}{T_2} E_к, \qquad (112)$$

из которой вытекает, что напряжение всплеска зависит при выбранных значениях времени прямого и обратного хода только от напряжения источника питания и от соответствующего этому напряжению размаха отклоняющего тока.

РЕЖИМ БАЗОВОЙ ЦЕПИ ВЫХОДНОГО КАСКАДА

Для хорошей работы строчной развертки необходимо правильно выбрать режим возбуждения выходного транзистора с тем, чтобы обеспечить надежный переход транзистора из состояния отсечки в состояние насыщения, и наоборот. На практике в основном при-

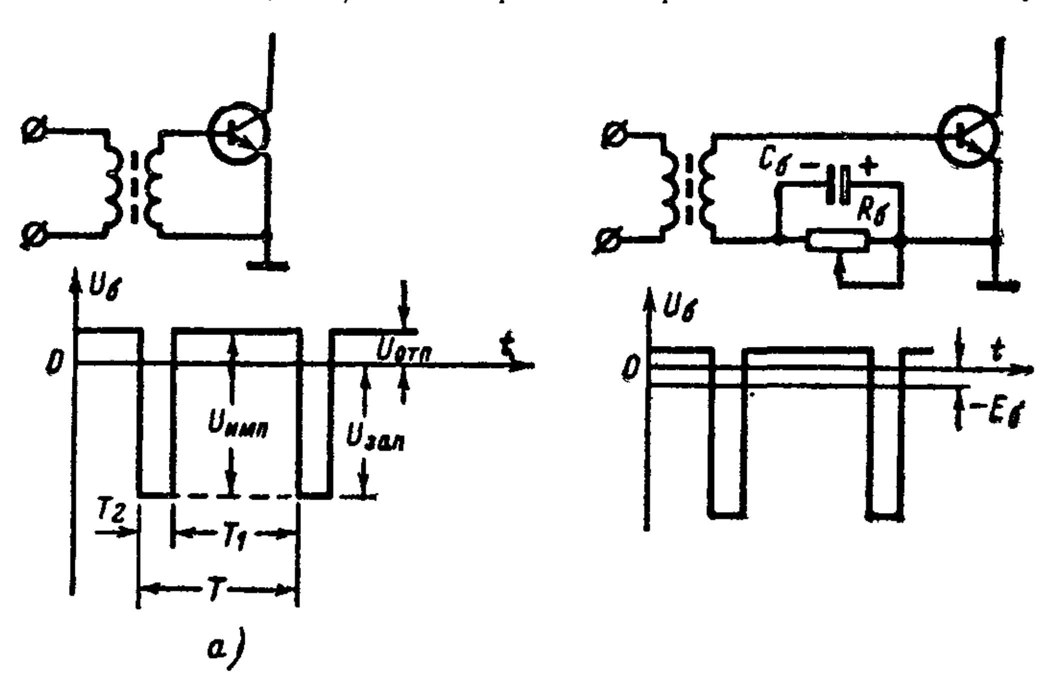


Рис. 51. Базовые цепи транзистора с нулевым смещением (*а*) и с автосмещением (*б*).

меняются два режима работы входной цепи по постоянному току. Это режим с нулевым смещением на базе и режим с автоматическим смещением.

Схема входной цепи с нулевым смещением приведена на рис. 51,*а*. Эта схема характеризуется тем, что цепь базы по постоянному току имеет тот же потенциал, что и цепь эмиттера. Такой режим оказался

возможным благодаря тому, что база и эмиттер соединены между собой вторичной обмоткой согласующего трансформатора.

Поскольку трансформатор не пропускает постоянной составляющей сигнала из одной обмотки в другую, то положение управляющих импульсов на вторичной обмотке относительно линии нулевого потенциала будет таким, как показано на рис. 51, *а*. Здесь прямому ходу развертки соответствуют положительные значения напряжений на базе, а обратному ходу — отрицательные напряжения, т. е. то, что необходимо для возбуждения выходного транзистора с проводимостью типа *n-p-n*.

Согласно рис. 51, *а* положительное напряжение на базе, при котором транзистор должен находиться в насыщении, по своей абсолютной величине получается меньше отрицательного напряжения, переводящего транзистор в режим отсечки. Соотношение между величинами запирающего и отпирающего напряжений зависит от длительности импульсов и определяется выражениями:

$$U_{\text{отп}} = U_{\text{имп}} \frac{T_2}{T} \quad \text{и} \quad U_{\text{зап}} = U_{\text{имп}} \left(1 - \frac{T_2}{T}\right), \tag{113}$$

в которых $U_{\text{зап}}$ — запирающий потенциал; $U_{\text{отп}}$ — отпирающий потенциал; $U_{\text{имп}}$ — размах импульсного напряжения. Если, например, размах управляющего импульсного напряжения равен $U_{\text{имп}}=2$ *в*, а длительность импульсов равна $T_2=12{,}8$ *мксек*, то отпирающее напряжение (при $T=64$ *мксек*) получается равным 0,4 *в*. Соответственно при тех же условиях запирающее напряжение будет равно 1,6 *в*.

При работе выходного каскада его входное сопротивление во время, соответствующее открытому состоянию транзистора, получается очень малым. Учитывая, что источник управляющих импульсов, которым является вторичная обмотка согласующего трансформатора, обладает конечным выходным сопротивлением, можно видеть, что часть отпирающего напряжения теряется на внутреннем сопротивлении источника. Все это говорит о том, что базовая цепь выходного транзистора отличается низким использованием управляющего напряжения.

Увеличить эффективность использования управляющего напряжения можно, если подвести к базе выходного транзистора постоянный отпирающий потенциал от постороннего источника смещения. Однако это может привести к уменьшению запирающего напряжения, что в свою очередь может не обеспечить надежного запирания транзистора во время обратного хода. При этом потери мощности в коллекторной цепи выходного каскада существенно возрастут.

Режим с фиксированным смещением неудобен также и тем, что если в силу каких-либо причин управляющие импульсы исчезнут, то транзистор выходного каскада останется в открытом состоянии и будет потреблять большую мощность, которая выведет транзистор из строя. Кроме того, базовая цепь мощного транзисторного каскада требует значительного тока смещения от источника с довольно низким выходным сопротивлением, чтобы обеспечить удовлетворительную температурную стабильность режима базовой цепи. Все это связано с непроизводительными затратами значительной мощности, в связи с чем схемы с отдельным источником смещения не применяются.

Часто в базе выходного каскада строчной развертки устанавливается цепочка автоматического смещения, позволяющая регулировать величину постоянного напряжения смещения посредством потенциометра $R_б$ (рис. 51, *б*). Во время прямого хода развертки, когда транзистор открыт, в цепи базы течет ток, заряжающий конденсатор $C_б$. Обкладка конденсатора, соединенная через вторичную обмотку согласующего трансформатора с базой, заряжается отрицательно. Во время обратного хода постоянный отрицательный потенциал складывается с отрицательным значением импульсного напряжения.

С помощью потенциометра $R_б$, изменяя его сопротивление, можно изменять постоянное напряжение на базе относительно эмиттера от нуля в сторону более отрицательных значений. При регулировке схемы движок потенциометра устанавливают в такое положение, при котором импульсное напряжение на базе уверенно переводит транзистор в режим насыщения.

При слишком глубоком насыщении выходного транзистора, что соответствует недостаточной величине отрицательного напряжения смещения, возрастает ток, потребляемый коллекторной цепью от источника питания, и увеличивается мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора, так как увеличивается время переключения. При чрезмерном увеличении отрицательного напряжения смещения возрастает сопротивление участка коллектор — эмиттер транзистора, что тоже вызывает увеличение мощности, рассеиваемой транзистором, а также приводит к ухудшению линейности по горизонтали. Регулировка смещения позволяет выбрать оптимальный режим в цепи базы.

Цепочка автоматического смещения служит не только средством удобной регулировки режима базовой цепи, но и является также стабилизирующим устройством, поддерживающим оптимальный режим при изменении размаха управляющих импульсов и при температурных изменениях входного сопротивления транзистора. Если в силу каких-либо причин (например, при изменении напряжения питания) размах управляющих импульсов уменьшится, то это вызовет уменьшение отрицательного напряжения смещения, которое зависит от размаха управляющих импульсов. При этом часть импульсного напряжения, заходящая в положительную область напряжений на базе, уменьшится в меньшей степени по сравнению с тем случаем, когда цепочка автоматического смещения отсутствует.

Следует иметь в виду, что введение цепочки автоматического смещения требует соответственного увеличения размаха управляющего импульсного напряжения, так как это напряжение смещается относительно раствора входной характеристики транзистора в сторону запирающих напряжений. Эффективность стабилизации режима выходного каскада за счет автоматического смещения в более сильной степени проявляется в транзисторах, имеющих большее значение статического коэффициента усиления по току.

На практике размах импульсного напряжения на базе выходного транзистора должен составлять 4—6 *в*. При этом отпирающий потенциал будет равен 0,7—1 *в*. В связи с тем, что импульсы коллекторного тока в транзисторе выходного каскада достигают 5—7 *а*, статический коэффициент усиления по току, довольно быстро уменьшающийся при увеличении тока коллектора, оказывается довольно малым и для большинства мощных транзисторов не превышает 10—15. Следовательно, ток базы, необходимый для насыщения выходного транзистора, должен быть не менее 0,5 *а*.

Длительность запирающих импульсов, подводимых к базе выходного каскада, обычно выбирают большей, чем длительность обратного хода строчной развертки, определяемая настройкой откло

няющих катушек. Если длительность запирающего импульса окажется меньше длительности обратного хода, то в выходном каскаде будут иметь место большие потери и резко возрастает ток, потребляемый от источника питания. Чрезмерное увеличение длительности управляющих импульсов тоже нежелательно. В предельном случае для нормальной работы выходного каскада необходимо, чтобы выходной транзистор отпирался не позже того момента времени, когда направление тока в отклоняющих катушках (в течение прямого хода развертки) изменяется на противоположное. Практически длительность управляющих импульсов подбирается экспериментально с тем, чтобы получить наилучшую линейность развертки и экономичность потребления электроэнергии. Для большинства транзисторных схем эту длительность выбирают в пределах 18—25 *мксек*.

ТРЕБОВАНИЯ К ТРАНЗИСТОРАМ, ИСПОЛЬЗУЕМЫМ В ВЫХОДНОМ КАСКАДЕ

Транзистор выходного каскада должен быть рассчитан на требуемую мощность переключения, т. е. должен позволять пропускать достаточно большие токи и выдерживать значительные импульсные напряжения. Пригодность транзисторов, применяемых в выходных каскадах строчной развертки, оценивается разрывной мощностью, показывающей какую реактивную энергию способен коммутировать данный тип транзисторов.

Разрывная мощность представляет собой произведение допустимого напряжения коллектора на максимальное значение коллекторного тока и измеряется в вольт-амперах.

Для обеспечения требуемого размаха пилообразного тока $I_{кат}$ в отклоняющих катушках с индуктивностью $L_{кат}$ необходима разрывная мощность, определяемая выражением

$$P_р = I_{кат} U_{макс} = \frac{\pi L_{кат} I_{кат}^2}{2T_2}. \qquad (114)$$

Немного более половины этой реактивной мощности приходится на долю транзистора, а другая часть — на долю демпферного диода. С учетом этого разрывная мощность, которой должен обладать транзистор, определяется из выражения

$$P_{р.тр} = aP_р, \qquad (115)$$

в котором $a = 0{,}55 \div 0{,}65$ — коэффициент, учитывающий реактивную мощность, коммутируемую демпферным диодом.

Пригодность того или иного типа транзисторов по разрывной мощности может быть проверена условием

$$U_{к.э.пред} I_{к.макс} \geqslant P_{р.тр}, \qquad (116)$$

где $U_{к.э.пред}$ — допустимое напряжение между коллектором и эмиттером; $I_{к.макс}$ — допустимое значение коллекторного тока.

Важным фактором, определяющим возможность применения какого-либо транзистора в схеме выходного каскада строчной развертки, является его время переключения. Слишком большое время выключения транзистора обусловливает большое затухание колебательной системы, включенной в цепь коллектора, и приводит к большим потерям энергии в этой цепи. В этом случае на коллекторе транзистора рассеивается значительная активная мощность, ухудшающая тепловой режим транзистора. Основные потери мощности происходят во время выключения. Они могут быть вычислены по формуле

$$P_{выкл} = 1{,}6 L_{кат} I_{кат}^2 \left(\frac{t_{выкл}}{T_2}\right)^2. \qquad (117)$$

Активная мощность, рассеиваемая транзистором во время прямого хода развертки, определяется выражением

$$P_{пр} \approx 0{,}2 R_{нас} I_{кат}^2, \qquad (118)$$

где $R_{нас}$ — сопротивление насыщения.

Соответственно применяемый транзистор должен позволять рассеивать на нем активную мощность, которая приблизительно равна:

$$P_а = P_{выкл} + P_{пр} \qquad (119)$$

На практике мощность $P_а$ не превышает нескольких ватт.

Транзисторы, предназначенные для работы в выходных каскадах строчной развертки, обладают разрывной мощностью до 1000 *ва* и имеют время переключения от нескольких десятых долей до нескольких микросекунд.

В качестве демпферных диодов применяются мощные плоскостные германиевые диоды, рассчитанные на работу с прямыми токами до десятков ампер, обладающие малым прямым сопротивлением и выдерживающие обратные напряжения до 100—200 *в*.

В транзисторных схемах строчной развертки, предназначенных для трубок с большим размером экрана и большим углом отклонения, в которых требуется большая разрывная мощность, в выходном каскаде применяют два мощных транзистора, работающих на одну общую нагрузку. Эти транзисторы могут соединяться последовательно или параллельно. Управляющее напряжение на базы выходных транзисторов подается с двух отдельных обмоток согласующего трансформатора, что позволяет установить на каждом из транзисторов наиболее благоприятный режим возбуждения с помощью регулируемых цепочек автоматического смещения. При этом схема делается менее критичной к разбросу параметров парных транзисторов.

Вследствие того, что однотипные транзисторы обладают различными импульсными свойствами, так как разброс импульсных параметров у однотипных транзисторов очень велик, возникают трудности при симметрировании схемы. В силу того, что симметрия импульсных напряжений и токов нарушается в моменты переключения транзисторов, эффективность этих схем невысока.

В настоящее время ведутся работы по созданию мощных импульсных транзисторов с разрывной мощностью до 2000—3000 *ва*. Параллельно ведутся работы над созданием кремниевых управляемых вентилей — многопереходных полупроводниковых приборов, обладающих большой разрывной мощностью и требующих малых мощностей для их управления.

ПОЛУЧЕНИЕ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ПОСТОЯННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

Автономный источник питания переносного транзисторного телевизора (сухие элементы или аккумуляторы) дает одно постоянное напряжение, которое для большинства телевизоров равно 12 *в*.

Однако современные приемные электроннолучевые трубки, применяемые в телевизорах, имеют сложные электронные пушки с элек-

тростатической фокусировкой луча и требуют несколько различных напряжений, которые должны быть подведены к соответствующим электродам, а именно высокое напряжение для второго анода кинескопа, напряжения для фокусирующего электрода и первого анода.

Кроме того, в транзисторном телевизоре с автономным питанием, как и в любом другом телевизоре, необходимо иметь источник напряжения для питания выходного каскада видеоусилителя, так как для получения нормальной контрастности изображения видеосигнал, подводимый к кинескопу, должен иметь размах порядка нескольких десятков вольт.

Все эти напряжения получаются путем преобразования низковольтного постоянного напряжения автономного источника питаиия, причем в качестве преобразователя используется выходной каскад строчной развертки, так как при этом не нужно каких-либо дополнительных устройств, если не считать выходного строчного трансформатора.

Выходной строчный трансформатор имеет несколько обмоток или отводов от одной общей обмотки по числу требуемых постоянных напряжений. Для получения вспомогательных напряжений используются импульсы обратного хода, которые подводятся к обычным выпрямителям, выполненным по простейшим схемам на полупроводниковых диодах с реостатно-емкостными фильтрами.

Для выпрямления высокого напряжения обычно применяют экономичные малогабаритные высоковольтные кенотроны. Однако в настоящее время номенклатура полупроводниковых выпрямителей располагает селеновыми столбиками, выдерживающими обратные напряжения до 10 *кв*. Применение селеновых столбиков предпочтительно, так как при этом не требуется специальных обмоток на строчном трансформаторе для питания накалов ламп.

Высоковольтный выпрямитель чаще выполняется по схеме удвоения высокого напряжения, в которой применяется два или три выпрямительных элемента. Достоинство схемы удвоения состоит прежде всего в том, что в данном случае выпрямительные элементы могут иметь в 2 раза меньшее обратное пробивное напряжение. Существенно также и то, что число витков на высоковольтной обмотке в этом случае уменьшается вдвое.

Применение схемы удвоения в высоковольтном выпрямителе предпочтительно также и с точки зрения получения высокостабильного напряжения, что дает лучшую стабильность вертикального и горизонтального размера изображения.

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ СТРОЧНОЙ РАЗВЕРТКИ

На рис. 52 представлена схема строчной развертки отечественного переносного телевизора «Юность». В состав схемы входят: задающий генератор (T_{31}), два буферных каскада (T_{32} и T_{33}) и выходной каскад (T_{34}).

Задающий генератор представляет собой блокинг-генератор с эмиттерно-базовой связью и с времязадающей цепочкой $R_{175}C_{149}$, включенной в цепь эмиттера. В цепь базы включен стабилизирующий контур $Др_{11}C_{150}$, настраиваемый на частоту 18 *кгц*.

Синхронизация блокинг-генератора осуществляется системой АПЧиФ, в которой используется сбалансированный фазовый дискриминатор, выполненный на диодах $Д_{19}$ и $Д_{20}$. Пилообразное на-

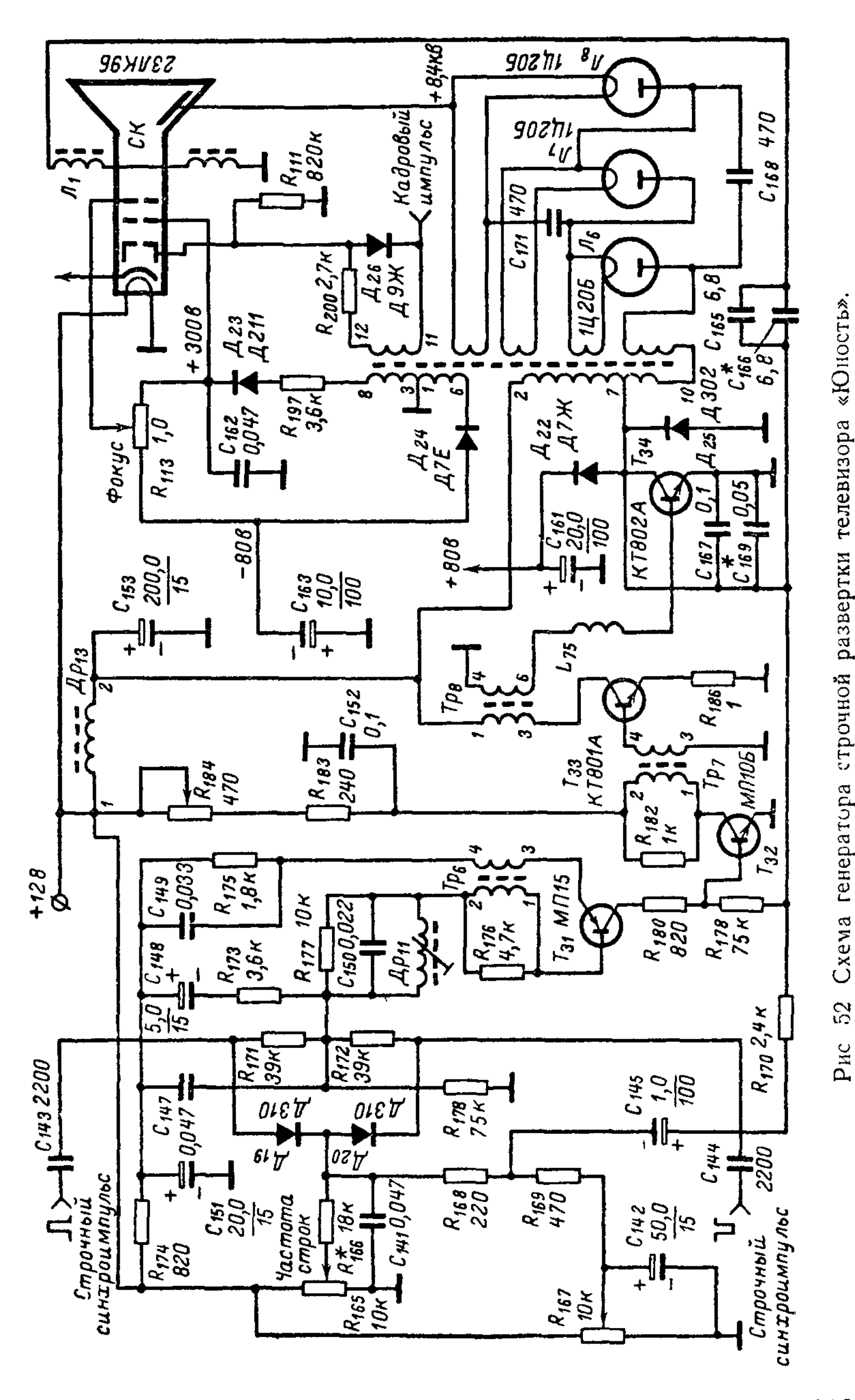


Рис 52 Схема генератора строчной развертки телевизора «Юность».

пряжение сравнения получается в этой схеме интегрированием с помощью конденсатора C_{141} положительного импульса обратного хода, снимаемого с коллектора выходного транзистора T_{34}. Разнополярные синхроимпульсы от парафазного усилителя схемы селектора подаются на дискриминатор через конденсаторы C_{143} и C_{144}.

Компенсирующее напряжение для установки требуемого режима базовой цепи блокинг-генератора снимается с движка потенциометра R_{165} и через резистор R_{166} подается в схему фазового дискриминатора. Этим потенциометром можно плавно регулировать частоту строк. Кроме того, в схеме имеется установочная (грубая) регулировка частоты строк потенциометром R_{167}.

Импульсное напряжение для раскачки первого буферного каскада (T_{32}) снимается с части коллекторной нагрузки блокинг-генератора. Режим работы по постоянному току этого каскада устанавливается переменным резистором R_{184}, позволяющим изменять постоянное напряжение питания цепи коллектора и тем самым устанавливать требуемую степень насыщения коллекторного тока. Связь первого буферного каскада со вторым осуществляется с помощью согласующего трансформатора $Тр_7$.

В предоконечном каскаде используется импульсный транзистор средней мощности, который связан с транзистором выходного каскада посредством согласующего трансформатора $Тр_8$. Дроссель L_{75}, включенный в цепь базы выходного транзистора, служит для уменьшения паразитных колебаний в согласующем трансформаторе, которые возникают за счет внутренней обратной связи в транзисторе T_{34} (из-за «пролезания» крутых перепадов коллекторного напряжения).

В выходном каскаде строчной развертки применены типовой строчный трансформатор ТВС-2 и отклоняющая система ОС-90, рассчитанные на работу в транзисторных схемах с кинескопом 23ЛК9Б. Для получения нормального отклонения луча по горизонтали размах отклоняющего тока в строчных отклоняющих катушках должен быть порядка 5 *а*.

В выходном каскаде используется мощный кремниевый импульсный транзистор типа КТ802А, предназначенный для работы при повышенных напряжениях на коллекторе. Демпферным диодом служит мощный плоскостной диод $Д_{25}$ (Д302).

Строчные отклоняющие катушки подключены к выходному каскаду через корректирующие конденсаторы C_{166} и C_{165}, с помощью которых пилообразный отклоняющий ток приобретает S-образную форму. Подбором величины конденсатора C_{166} можно достичь оптимальной коррекции линейности изображения.

Выходной строчный трансформатор $Тр_9$ используется для получения нескольких различных вспомогательных напряжений. Высокое напряжение (9 *кв*) для питания второго анода кинескопа получается в схеме удвоения, построенной на трех экономичных высоковольтных кенотронах $Л_6$, $Л_7$ и $Л_8$.

Ускоряющий и фокусирующий электроды кинескопа питаются от двух выпрямителей, выполненных на диодах $Д_{23}$ и $Д_{24}$. Один из выпрямителей дает положительное напряжение, а другой — отрицательное, благодаря чему имеется возможность для любого исправного кинескопа подобрать такое напряжение на фокусирующем электроде, при котором фокусировка будет наилучшей.

Напряжение питания выходного каскада видеоусилителя получается выпрямлением с помощью диода $Д_{22}$ импульса обратного хода, снимаемого с коллектора выходного транзистора. Выпрямитель

вырабатывает положительное напряжение порядка 80 *в* при нагрузке до 10 *ма*.

На рис. 53 в качестве примера дана схема строчной развертки зарубежного транзисторного телевизора. В этой схеме на транзисторе T_2 собран блокинг-генератор, на транзисторе T_3 — буферный усилитель, а транзистор T_4 и диод $Д_3$ работают в выходном каскаде. Особенностью данной схемы является то, что между несбалансированным фазовым дискриминатором, выполненным на диодах $Д_1$ и $Д_2$, и блокинг-генератором включен усилитель постоянного тока (транзистор T_1). Трансформатор блокинг-генератора $Тр_1$ имеет три обмотки, одна из которых использована для связи блокинг-генератора с буферным усилителем. Цепь $R_{13}C_{10}$ служит для демпфирования выбросов напряжения на выходной обмотке трансформатора. Выходной каскад строчной развертки работает в режиме с автоматическим напряжением смещения за счет цепочки смещения $R_{17}C_{15}$, установленной в базовой цепи

Строчные отклоняющие катушки включены в цепь коллектора выходного транзистора через катушку регулятора линейности строк, которая представляет собой дроссель с насыщающимся оксиферовым сердечником и перемещающимся относительно него постоянным магнитом. При изменении положения магнита относительно катушки компенсируется насыщение сердечника на том или ином участке «пилы» тока, протекающего по катушке. Это вызывает изменение индуктивности катушки, что позволяет сжимать или растягивать левый край растра.

На рис. 54 изображен любительский вариант схемы генератора строчной развертки переносного транзисторного телевизора, рассчитанный на работу с кинескопом типа 23ЛК9Б. Приведенная схема обеспечивает коэффициент нелинейности развертки порядка 12—15%. При этом мощность, потребляемая схемой от источника питания, не превышает 5 *вт*.

Все моточные узлы (кроме отклоняющей системы ОС 2) для данной схемы могут быть изготовлены вручную. Трансформатор блокинг-генератора $Тр_1$ может быть выполнен на пермаллоевом сердечнике Ш3×6. Его первичная (коллекторная) обмотка должна содержать 100 витков провода ПЭВ 0,23, а вторичная — 450 витков провода ПЭВ 0,01. Для изготовления согласующего трансформатора $Тр_2$ может быть взят оксиферовый сердечник ОШ7×7. Первичная (коллекторная) обмотка наматывается проводом ПЭВ 0,2 и должна содержать 300 витков. Вторичная обмотка должна иметь 100 витков того же провода. Выходной строчный трансформатор может быть изготовлен с использованием типового оксиферового сердечника от строчного трансформатора ТВС-110, применяемого в ламповых схемах строчной развертки. Первичная обмотка трансформатора в этом случае должна содержать 30 витков провода ПЭВ-20,74, наматываемых на гильзе в один ряд виток к витку. Вторичную обмотку, используемую для выпрямителя вспомогательного напряжения +300 *в*, наматывают поверх первичной обмотки. Для изоляции между первичной и вторичной обмотками прокладывают несколько слоев конденсаторной бумаги. Вторичная обмотка должна содержать 140 витков провода ПЭВ-20,2, расположенных виток к витку в один ряд.

Третья обмотка — высоковольтная катушка размещается поверх двух обмоток. Она должна содержать 1 200 витков провода ПЭВ-20,08, намотанных в несколько слоев рядовой намотки по 120 витков в каждом ряду. При изготовлении высоковольтной ка-

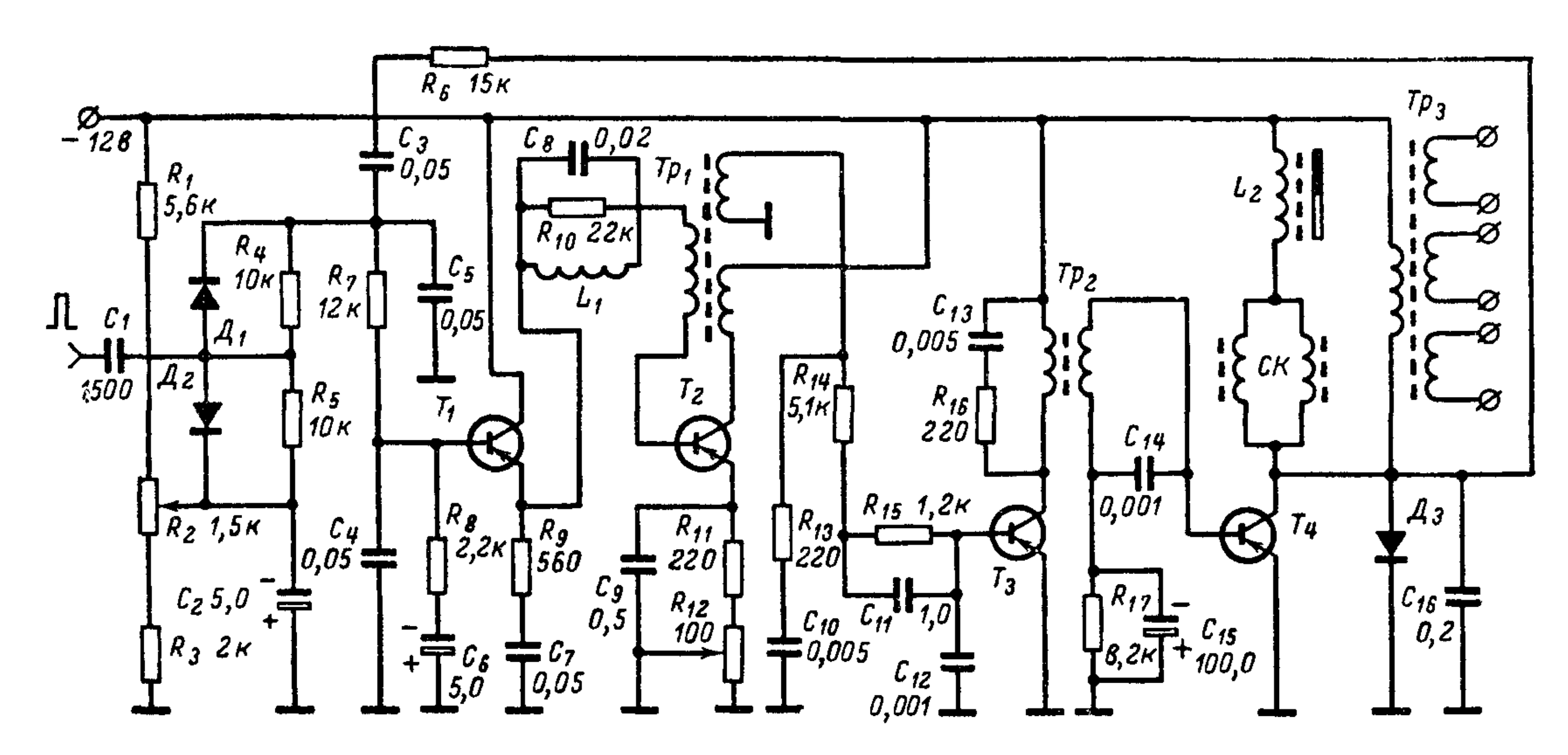


Рис. 53. Схема генератора строчной развертки зарубежного транзисторного телевизора.

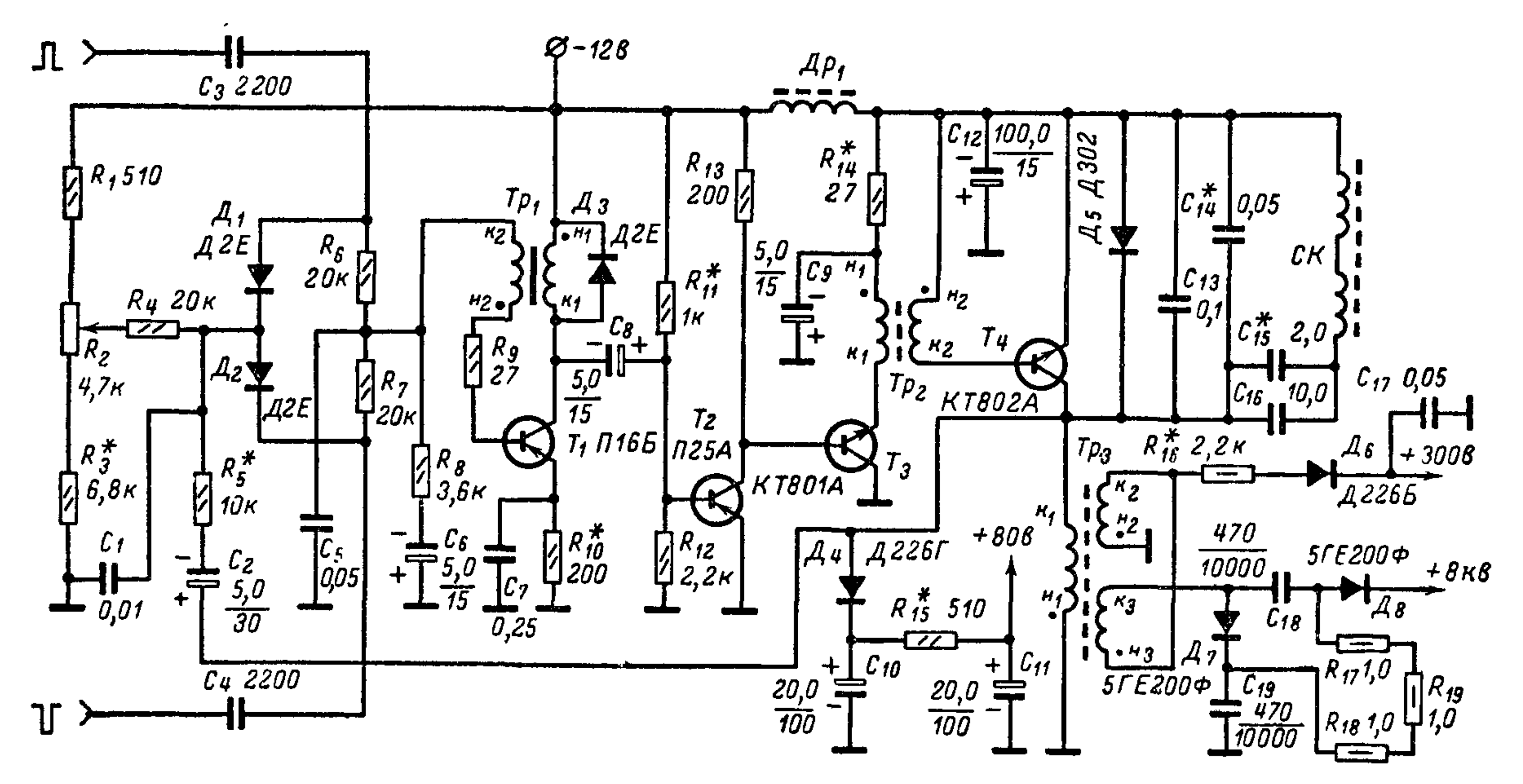


Рис. 54. Любительский вариант схемы строчной развертки для переносного телевизора.

тушки особое внимание должно быть уделено ее изоляции. Следует иметь в виду, что между ее витками в соседних слоях действует напряжение порядка нескольких сотен вольт. Изоляция между слоями намотки должна быть рассчитана на такое напряжение. Торцы высоковольтной катушки полезно пропитать воском или каким-либо другим трансформаторным пропиточным изоляционным материалом

В последней схеме в качестве выходного строчного трансформатора может быть также применен без каких-либо переделок типовой строчный трансформатор ТВС-2 от телевизора «Юность»

Для дросселя развязки $Др_1$ годится любой малогабаритный оксиферовый сердечник, который позволяет разместить на нем 40—50 витков провода ПЭВ 0,8.

Особенностью приведенной на рис. 54 схемы является то, что здесь в высоковольтном выпрямителе используются селеновые столбики типа 5ГЕ200Ф, рассчитанные на обратное напряжение 5 *кв* Сам выпрямитель построен по типовой схеме удвоения высокого напряжения.

ОГЛАВЛЕНИЕ

МАССОВАЯ БИБЛИОТЕКА

Готовятся к печати следующие книги:

Айсберг Е. и Дури Ж. Цветное телевидение?.. Это почти просто! Пер. с франц. М., «Энергия», 15 л. 70 000 экз. 81 к.

Ельяшкевич С. А. Телевизоры. (Справочные материалы). М., «Энергия», 28 л. 150 000 экз. 1 р. 22 к.

Сикс А. Починить телевизор?.. Нет ничего проще! Пер. с франц. Изд. 2-е. М., «Энергия», 9,5 л. 75 000 экз. 45 к.

Сотников С. К. Переделка телевизоров. Изд. 3-е. М., «Энергия», 7 л. 25 000 экз. 28 к.

Эймишен Ж. Радиоэлектроника!.. Нет ничего проще! Пер. с франц. М., «Энергия», 18 л. 80 000 экз. 95 к.

Вниманию радиолюбителей

На складе издательства имеется справочник А. Г. Соболевского «Тестеры и авометры», Массовая радиобиблиотека, вып. 479, 40 стр. с илл. Цена 9 к.

Заказы на справочник просьба направлять по адресу: Москва, Ж-114, Шлюзовая набережная, 10. Издательство «Энергия», отдел сбыта.

Книги высылаются наложенным платежом (без задатка).

Тихомиров Валентин Сергеевич

СИНХРОНИЗАЦИЯ И РАЗВЕРТКА В ТРАНЗИСТОРНОМ ТЕЛЕВИЗОРЕ

Редактор В. Я. Ротенберг
Обложка художника А. М. Кувшинникова
Технический редактор Г. Г. Абрамова
Корректор З. Б. Шлайфер

Сдано в набор 24/XII 1968 г. Подписано к печати 8/V 1969 г. Т-04775
Формат 84×108[1]/32 Бумага типографская № 2. Усл. печ. л. 6,72.
Уч.-изд. л. 8,53. Тираж 60 000 экз. Цена 35 коп. Зак. 1387

Издательство «Энергия». Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10

Владимирская типография Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР
Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б

Поправки

Страница	Строка	Напечатано	Следует читать
128 Выходные данные	3-я	Уч.-изд. л. 8,53	Уч.-изд. л. 9,53
128 Выходные данные	3-я	Цена 35 коп.	Цена 39 коп.

Зак. 1387

Мне всегда нравились старые, сильно потрёпанные книжки. Потрёпанность книги говорит о её высокой востребованности, а старость о вечно ценном содержании. Всё сказанное в большей степени касается именно технической литературы. Только техническая литература содержит в себе ту великую и полезную информацию, которая не подвластна ни политическим веяниям, ни моде, ни настроениям! Только техническая литература требует от своего автора по истине великих усилий и знаний. Порой требуется опыт целой жизни, чтобы написать небольшую и внешне невзрачную книгу.

К сожалению ни что не вечно в этом мире, книги треплются, разваливаются на отдельные листы, которые затем рвутся в клочья и уходят в никуда. Плюс ко всему орды варваров, которым без разницы, что бросить в костёр или чем вытереть свой зад. Именно их мы можем благодарить за сожженные и растоптанные библиотеки.

Если у Вас есть старая книга или журнал, то не дайте им умереть, отсканируйте их и пришлите мне. Совместными усилиями мы можем создать по истине уникальное и ценное собрание старых технических книг и журналов.

Сайт старой технической литературы:

http://retrolib.narod.ru